

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN



UNA CONTRIBUCIÓN A LAS TÉCNICAS DE DISEÑO
ASISTIDO POR ORDENADOR PARA ANTENAS Y
DISPOSITIVOS PASIVOS DE MICROONDAS BASADAS EN
EL MÉTODO DE LOS ELEMENTOS FINITOS

TESIS DOCTORAL

Fco. Javier Monge Alonso

Ingeniero de Telecomunicación

Madrid, 2006

DEPARTAMENTO DE ELECTROMAGNETISMO Y
TEORÍA DE CIRCUITOS

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN



UNA CONTRIBUCIÓN A LAS TÉCNICAS DE DISEÑO
ASISTIDO POR ORDENADOR PARA ANTENAS Y
DISPOSITIVOS PASIVOS DE MICROONDAS BASADAS EN
EL MÉTODO DE LOS ELEMENTOS FINITOS

Autor:

Fco. Javier Monge Alonso
Ingeniero de Telecomunicación

Director:

Juan Zapata Ferrer
Doctor Ingeniero de Telecomunicación
Catedrático de Universidad

Tribunal nombrado por el Mgfc. y Excmo. Sr. Rector de la Universidad
Politécnica de Madrid, el día de de 20.....

▪ Presidente:

▪ Vocal:

▪ Vocal:

▪ Vocal:

▪ Secretario:

Realizado el acto de defensa y lectura de la Tesis el día de
de 20..... en

Calificación:

EL PRESIDENTE

LOS VOCALES

EL SECRETARIO

Es voluntad del autor la no utilización de las aportaciones científicas propias vertidas en este documento, ni derivaciones de las mismas, con fines militares o en cualquier otra expresión de la violencia.

Agradecimientos

Una buena parte del material presentado en este documento se nutre directamente de la experiencia acumulada durante más de quince años por el grupo de trabajo sobre el Método de los Elementos Finitos del departamento de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos de la Universidad Politécnica de Madrid. Son muchas las personas que a través de sus proyectos fin de carrera, tesis doctorales y labores de investigación han permitido crear una base de conocimiento sobre la cual se sostiene esta contribución. Es justo agradecerles a todos ellos su fructífero esfuerzo.

De la misma manera, es justo resaltar el inmenso esfuerzo que, de forma perenne, lleva a cabo el doctor Juan Zapata Ferrer al frente de este grupo, gestionando y elaborando todos los trabajos. A lo largo de estos años, he podido darme cuenta de la fina intuición y la profunda vocación que esta persona atesora, y que hacen posible el avance a pesar de los muchos obstáculos que rodean a la actividad investigadora. Tan notables son sus cualidades académicas como lo son las personales, consiguiendo motivarme positivamente durante toda la dirección de esta tesis.

Sin menosprecio de nadie, quiero resaltar también la labor de los doctores Jose María Gil Gil y Jesús Rubio Ruiz por todas sus recomendaciones, en especial las concienzudas correcciones del material publicado y los ejemplos de antenas incorporados en este documento del primero, y la herramienta de translación de puertas esféricas del segundo. Las medidas sobre el prototipo construido y otras oportunas indicaciones acerca del análisis de sensibilidad de los diseños se las debo al doctor Jose Ramón Montejo Garai.

El trabajo de investigación es en muchas ocasiones tedioso e ingrato. Es entonces cuando más aprecias la compañía, amistad y consejo de todos los compañeros de faena reunidos en la sala de doctorandos (G.U.E.T.O.). Esto incluye a todos los doctorandos, amigos y personal del departamento que en alguna ocasión han querido compartir ese espacio con nosotros. Sin duda a todos ellos también hay que agradecerles su buena voluntad.

Parte de esta tesis se ha llevado a cabo en la *Università degli Studi di Perugia* bajo la dirección del *Professor Mauro Mongiardo*. Quiero agradecerle todo su esfuerzo durante aquellos meses.

El mérito por mi interés hacia las matemáticas y la física corresponde fundamentalmente a mi abuelo Raimundo y a mi profesora de física Pilar. Estas dos personas, tan importantes para mí, consiguieron inculcarme su aprecio por la ciencia. Muchísimas gracias a los dos.

Pero los que realmente me han sufrido, los que pacientemente han tolerado las exigencias que egoístamente les he transmitido debido a la dedicación que a su vez exige este trabajo, son mis padres, mi hermana y mi novia. A mi padre,

mi madre, Diana y Victoria 🍷: muchas gracias por quererme.

Resumen

En esta tesis doctoral desarrollamos una nueva metodología de diseño que permite la obtención de circuitos pasivos de microondas tipo plano-H o con simetría de revolución con perfiles arbitrarios. El proceso de diseño culmina con un resultado óptimo independiente del punto de partida.

Para obtener una respuesta eléctrica con suficiente eficiencia como para ser utilizada en un ciclo iterativo, hemos desarrollado un método de onda completa basado en el Método de los Elementos Finitos (M.E.F.). Éste, analiza en dos dimensiones (2-D) estas estructuras, agilizando enormemente el proceso de cálculo respecto al caso 3-D. Hemos combinado la segmentación de circuitos, el barrido en frecuencia (a través de método de Padè via Lanczos) y el M.E.F. en 2-D, y lo hemos bautizado con sus siglas en inglés como S.F.E.L.P. 2-D.

La versión de S.F.E.L.P. 2-D para circuitos plano-H permite analizar estructuras en guíaonda como desfasadores, codos, divisores de potencia, diplores, etc... . Además, pueden incluirse materiales dieléctricos mientras preserven la simetría de la estructura. Los accesos a estos circuitos se hace a través de puertas planas rectangulares y/o puertas radiales. Incluyendo el número de modos preciso en cada puerta, S.F.E.L.P. obtiene la Matriz de Dispersión Generalizada (M.D.G.). A partir de esta matriz conocemos todos los parámetros de interés del dispositivo como las pérdidas de retorno, desfases, etc... .

La versión de S.F.E.L.P. 2-D para circuitos con simetría de revolución permite analizar resonadores y diversos tipos de antenas como monopolos, reflectores y bocinas (incluidas aquellas cargadas con dieléctrico o corrugadas). Cerramos el dominio de análisis con una puerta esférica sobre la que se imprime una expansión modal. De la misma manera que antes, obtenemos una M.D.G. que nos proporciona directamente el coeficiente de reflexión y, a través de la propagación de modos esféricos, el diagrama de radiación y la directividad. Hemos desarrollado una técnica que permite desplazar puertas esféricas que, utilizada junto con la técnica de segmentación, permite el análisis eficiente de reflectores con S.F.E.L.P. 2-D.

También hemos desarrollado un algoritmo de optimización que permite encontrar una solución globalmente óptima al problema electromagnético, teniendo en cuenta las restricciones tecnológicas de la técnica de fabricación con la que vayamos a construir el dispositivo. Empleamos una versión de *Simulated Annealing* (S.A.) que modifica todos sus parámetros de control a través del muestreo de algunos valores estadísticos. Hemos establecido una condición de parada que detiene el proceso en el menor número de iteraciones y, a la vez, permite obtener un diseño robusto frente a errores en su fabricación.

Con esta herramienta hemos diseñado y fabricado un codo de 90 grados de longitud mínima y bajo coeficiente de reflexión en banda ancha. Además,

hemos diseñado otros circuitos plano-H como desfasadores, divisores de potencia y un diplexor. Por último, hemos diseñado bocinas cargadas con dieléctrico con simetría de revolución en diferentes configuraciones, una bocina corrugada y un reflector parabólico. Todo esto para demostrar la bondad de este método de diseño constituido por S.F.E.L.P. 2-D y S.A..

Abstract

This work addresses the development of a new design methodology which allows us to obtain H-plane or axisymmetric passive microwave circuits with arbitrary profile. The design process ends with an optimised result that is independent of the starting point.

We have developed a fullwave method based on the Finite Element Method (F.E.M.) which is able to obtain an electrical response in an enough efficient way to be employed in an iterative loop. This two dimensional (2-D) technique improves the efficiency of 3-D ones for certain symmetries. We have mixed the segmentation technique, the fast frequency sweep (through the Padè Via Lanczos method) and the 2-D F.E.M., and we have named it S.F.E.L.P. 2-D.

The branch of S.F.E.L.P. 2-D for H-plane circuits can analyse waveguide devices such as phase-shifters, bends, power divider, diplexers, ... The devices can contain dielectric materials if they keep the symmetry. The accesses to these circuits are implemented with electrical rectangular and/or radial ports. Once the number of modes are established for each port, S.F.E.L.P. obtains the Generalised Scattering Matrix (G.S.M.). This matrix contains all the electrical information of interest such as return loss, phases, ...

The branch of S.F.E.L.P. 2-D for axisymmetric devices can analyse resonators and several types of antennas as monopoles, reflectors or horns (also corrugated or loaded with dielectrics). We enclose the domain with a spherical port where a modal expansion is defined. As in the previous case, we obtain the G.S.M. that gives us directly the reflection coefficient and the radiation pattern through the propagation of the spherical modes. We have developed a technique that moves spherical ports. This technique combined with the segmentation technique allows an efficient analysis of reflectors with S.F.E.L.P. 2-D.

We have developed an optimisation algorithm that can find a global solution to the electromagnetic problem taking into account technological constrains. These constrains are imposed by the manufacturing process used for the implementation of the device. We use a version of Simulated Annealing (S.A.) that modify all its control parameters depending on the measure of some other statistical values. We have established a new stop criterion that stops the process with the lowest number of iterations that ensure a global optimum taking into account the sensibility of the device to mechanical tolerances.

We have designed and implemented a 90 degrees bend with the lowest length and return losses in wideband by using the previous method (S.F.E.L.P. 2-D + S.A.). We have also designed other H-plane circuits as phase shifters, power dividers and diplexers. Finally we have designed loaded axisymmetric horns in different configurations, one corrugated horn and a parabolic reflector. All of this has been done to proof the goodness of this design methodology integrated

by S.F.E.L.P. 2-D and SA.

Índice general

Glosario	III
1. Motivación.	1
1.1. Estado del arte.	1
1.2. Propósito.	5
1. Motivations.	9
1.1. State of the art.	9
1.2. Objectives.	13
I Teoría	17
2. Puertas eléctricas.	19
2.1. Clasificación.	20
2.2. Descripción.	20
3. Mallados en 2D	35
3.1. Definición de líneas curvas.	35
3.2. Mallado de circuitos.	42
4. Análisis: S.F.E.L.P. en 2D.	51
4.1. Formulación del M.E.F..	51
4.2. Segmentación eléctrica.	62
4.3. Técnicas de barrido en frecuencia.	62
5. Diseño: Optimización global.	67
5.1. <i>Simulated annealing</i> .	68
5.2. <i>Simplex</i> .	79
II Aplicaciones	81
6. Circuitos plano-H.	83
6.1. Verificación del método S.F.E.L.P. en circuitos plano-H.	84
6.2. Codo de 90°.	86
6.3. Diseño de desfasadores basados en dieléctrico.	93
6.4. Divisores de potencia simétricos.	99
6.5. Diplexor.	104

7. Aproximaciones racionales: Aplicación.	107
8. Bocinas cargadas de dieléctrico.	111
8.1. Verificación del método.	112
8.2. Bocina vacía.	116
8.3. Bocina con dieléctrico en el centro.	119
8.4. Bocina con dieléctrico en los bordes.	121
8.5. Bocina con dos dieléctricos.	123
9. Bocinas corrugadas.	129
9.1. Diseño.	131
9.2. Análisis de tolerancias.	132
10. Antenas reflectoras.	133
10.1. Verificación.	134
10.2. Diseño y efecto del bloqueo del alimentador.	135
III Conclusiones	139
11. Consideraciones finales.	141
11.1. Aportaciones de este trabajo.	141
11.2. Líneas futuras.	142
11.3. Proyectos de investigación.	143
11.4. Publicaciones.	143
11. Final considerations.	145
11.1. Main contributions.	145
11.2. Further research work.	146
11.3. Research projects.	146
11.4. Publications.	147
Bibliografía	149

Glosario

Acrónimos.

2-D	Dos Dimensiones, pág. 4.
3-D	Tres Dimensiones, pág. 4.
A.G.	Algoritmo Genético, pág. 4.
E.A.	Eficiencia de apertura, pág. 31.
G.P.S.	Global Positioning System, pág. 1.
GLO.NA.S.S.	Global Navigation Satellite System, pág. 1.
M.A.G.	Matriz de Admitancia Generalizada, pág. 2.
M.D.G.	Matriz de Dispersión Generalizada, pág. 3.
M.I.T.	Massachussets Institute of Technology, pág. 2.
N.L.S.	Nivel del primer Lóbulo Secundario, pág. 116.
P.N.	Posicion θ del Primer Nulo de radiación, pág. 116.
S.A.	Simulated Annealing, pág. 4.

Métodos numéricos.

A.B.C.	Absorbing Boundary Condition, pág. 6.
A.M.	Ajuste Modal, pág. 2.
A.W.E.	Asymptotic Waveform Evaluation, pág. 3.
B.C.M.M.	Boundary Contour Mode-Maching, pág. 2.
B.E.M.	Boundary Element Method, pág. 3.
B.I.R.M.E.	Boundary Integral Resonant-Mode Expansion, pág. 2.
D.F.D.F.	Diferencias Finitas en el Dominio de la Frecuencia, pág. 3.
D.F.D.T.	Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo, pág. 3.
L.T./Q.N.	Lineal en la componente tangencial y cuadrático en la componente normal, pág. 56.

M.E.F.	Método de los Elementos Finitos, pág. 1.
P.M.L.	Perfectly-Matched Layer, pág. 6.
P.V.L.	Padè Via Lanczos, pág. 3.
S.F.E.L.P.	Segmentation technique Finite-Element method and matrix Lanczos-Padè algorithm, pág. 1.
T.L.M.	Transmission Line Matrix, pág. 3.

Nomenclatura.

ω	Frecuencia angular.
γ	Constante de propagación, pág. 23.
TEM	Modo transversal electromagnético, pág. 24.
TM	Modo transversal magnético, pág. 24.
TE	Modo transversal eléctrico, pág. 24.
η	Impedancia intrínseca: $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$.
\vec{E}	Campo eléctrico, pág. 56.
\vec{H}	Campo magnético, pág. 56.
ϵ	Permitividad eléctrica, pág. 56.
μ	Permeabilidad magnética, pág. 56.
λ	Longitud de onda, pág. 83.

Capítulo 1

Motivación.

En la sociedad actual se han creado ciertas necesidades que vienen satisfechas a través de servicios de telecomunicaciones. Estas tecnologías permiten ampliar la capacidad de comunicación entre fuentes y receptores de información. Este aumento de la capacidad de comunicación ha pasado a ser, en algunos casos, una cualidad indispensable. La telefonía, televisión e Internet son casos evidentes pero existen muchos más que operan de forma más discreta. Sistemas de control de tráfico aéreo, marítimo o terrestre, sistemas de geolocalización como el **G.P.S.** [1], **GLO.NA.S.S.** [2] o Galileo [3], radares, instrumentación médica [4] tanto para la obtención de imágenes como para el cuidado de pacientes, almacenamiento y procesamiento de grandes volúmenes de información son variopintas aplicaciones de tecnologías de la información. Pero detrás de la descripción del servicio de telecomunicación deben existir soportes físicos que efectivamente realicen la función.

Dentro de los servicios aeroespaciales de telecomunicaciones, encontramos aplicaciones que hacen necesarios dispositivos electrónicos de microondas que cumplan requisitos muy exigentes. Deben permitir el transporte de señales de alta potencia, tener bajas pérdidas, buenas cualidades eléctricas y robustez mecánica. Con estos condicionantes los dispositivos en guíaonda se hacen indispensables [5].

Las herramientas de análisis electromagnético y optimización facilitan el diseño de estos dispositivos. Por este motivo, se está haciendo un gran esfuerzo en mejorar la eficiencia y flexibilidad del análisis, además de la correcta elección de la estrategia de optimización [6]. Así, podremos reducir el coste del diseño de estos dispositivos producido por los repetidos ciclos de fabricación y medida que tradicionalmente se realizan hasta obtener el diseño final.

1.1. Estado del arte.

Podemos emplear diferentes estrategias para diseñar un circuito de microondas. Cada estrategia consiste en diversas combinaciones de métodos de análisis y algoritmos optimizadores. Veremos en los puntos siguientes una posible clasificación de todos estos elementos.

1.1.1. Métodos de análisis.

En el análisis de circuitos pasivos de microondas, tratamos de resolver un problema electromagnético compuesto por las ecuaciones de Maxwell y unas condiciones de contorno [7]. Dependiendo del grado de utilización *a priori* de las condiciones de contorno en la descripción básica del método tenemos distintos tipos [8]. Así, conforme más utilicemos esta información, menos flexible será nuestro método, pero más eficiente en tiempo de cálculo.

1.1.1.1. Métodos analíticos.

Los constituyen todos los métodos matemáticos de resolución de ecuaciones diferenciales. Solamente es útil para determinadas condiciones de contorno. Algunas geometrías permiten la obtención exacta del valor de los campos electromagnéticos. Es habitual el uso de diferentes sistemas de referencia, como cartesianas, esféricas o cilíndricas, para el análisis de formas basadas en rectángulos, cilindros o esferas. Fruto de este método, tenemos la descripción modal de las guíaondas y teoría de líneas de transmisión [9].

También se incluye en este apartado el método de aproximación circuital. Éste, es el método tradicionalmente empleado para el diseño de circuitos en guíaonda [10]. Fue desarrollado en el **M.I.T. Radiation Laboratory** y trata de aproximar, en un determinado rango de frecuencias, el comportamiento eléctrico del dispositivo. Se vale para ello de la identificación, a través de elementos concentrados, de discontinuidades y efectos dispersivos de la energía en la guíaonda, y de líneas de transmisión para la conexión de discontinuidades [11]. El mayor problema de esta aproximación es que sólo contempla la transmisión del modo dominante. Conforme las discontinuidades estén más juntas, la aproximación será peor debido a la interacción de los modos superiores. Estos errores en el análisis hacen necesario un ajuste mecánico posterior a la construcción del dispositivo.

Generalmente, una aproximación circuital con elementos concentrados permite un prediseño que constituye un punto de partida para la siguiente etapa.

1.1.1.2. Métodos semianalíticos.

Los métodos de ajuste modal (**A.M.**) [12] se basan en el conocimiento de todas las posibles configuraciones electromagnéticas, como sumatorios de modos, de las guíaondas en estudio. Este conocimiento permite analizar de una forma muy eficiente cualquier unión entre guíaondas de las que poseamos descripción modal. Como contrapartida, este tipo de análisis se restringe al conjunto de dispositivos con geometrías resolubles. Existe la posibilidad de obtener la descripción modal a través de algún método numérico como el **M.E.F.** [13, 14, 15] y después aplicar **A.M.**. Recientemente, se han propuesto formulaciones que permiten aplicar **A.M.** a uniones diferentes de las habituales. El **B.C.M.M.** [16] aproxima el campo a través de una expansión modal en ondas cilíndricas.

Incluimos en este apartado el método **B.I.R.M.E.**, que evalúa los polos y ceros de la **M.A.G.** de estructuras plano-E y plano-H [17, 18]. Así, se consigue una respuesta en toda la banda con sólo un análisis. En [19] se describe también una forma eficaz de concatenar matrices obtenidas de este modo.

1.1.1.3. Métodos numéricos generales (de onda completa).

Son formulaciones que permiten el análisis de casi cualquier estructura a cambio de un mayor coste computacional. La precisión del análisis incide de forma directa en el tiempo de cálculo. Son métodos como el de **D.F.D.T.** y **D.F.D.F.** [20], **B.E.M.** [21], el **T.L.M.** o el **M.E.F.** [22].

Actualmente, se trabaja en la mejora de la eficiencia de estos métodos a través del empleo de modelos de orden reducido como el **A.W.E.** o **P.V.L.** [23, 24]. Se pretende aproximar la respuesta eléctrica reduciendo el tamaño de las matrices que describen el problema. Paralelamente, se han realizado trabajos con redes neuronales que agilizan enormemente el análisis [25]. Existen trabajos acerca de métodos de aprendizaje adecuados para los problemas electromagnéticos [26] y la creación de bibliotecas [27]. Dentro del **M.E.F.**, se ha ensayado con elementos derivados cuyas funciones de forma son combinaciones lineales de funciones de forma del elemento originario, involucrando así matrices con mejores propiedades numéricas [28]. También, dentro del **M.E.F.**, se contempla la posibilidad de extraer la información redundante de las matrices a través de conceptos como *tree* y *cotree* [29]. Otros métodos, como la segmentación tratan de dividir el dominio en otros que, o bien son analizables de forma exacta, o bien son de menor tamaño, y además se les puede aplicar el método numérico mas conveniente [30]. Finalmente, podemos obtener la respuesta completa a través de la interconexión de las **M.D.G.**.

Muchos de estos métodos han dado lugar a paquetes informáticos comerciales como el MEFiSTo, basado en **T.L.M.**, o el HFSS de Ansoft, basado en el **M.E.F.**, o C.S.T. de *Microwave Studio*. Todos estos paquetes incluyen una potente herramienta gráfica que facilita enormemente la introducción de los datos geométricos y eléctricos del dispositivo.

1.1.2. Métodos de optimización multivariable.

Existen dos estrategias fundamentales. Optimizadores locales y globales. Esta distinción obedece a la dependencia o no del resultado final del punto de partida.

Los optimizadores locales son utilizados de forma habitual para el diseño de dispositivos, porque ofrecen resultados relativamente buenos en pocas decenas de iteraciones. Se pueden clasificar según qué información utilicen para guiar el algoritmo. Así, tenemos: [31]

- Los que no usan derivadas como el *Simplex* y los métodos basados en conjuntos de direcciones como el de *Powell*.
- Los que usan la información del *Jacobiano* de la función de coste, también nombrados métodos de gradientes conjugados. Están en este grupo el algoritmo de *Fletcher-Reeves* y el de *Polak-Ribiere*.
- Los que usan información del *Hessiano* o aproximaciones del mismo, también llamados métodos *quasi-Newton*, como el *Davindon-Fletcher-Powell* o el *Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno*.

Conforme los métodos de análisis son más eficaces, los algoritmos de optimización global cobran mayor importancia. Estos, precisan de algunos miles de

iteraciones para devolver un resultado. Dentro de este grupo están los Algoritmos Genéticos (A.G.) [32] que se inspira en la evolución de los seres vivos, *Simulated Annealing* (S.A.) [33] inspirado en el enfriamiento lento de cristales y *Ant Colony Optimisation* [34] inspirado en el comportamiento de las hormigas. El método *Tabu Search* [35] explora el espacio de soluciones prohibiendo de forma sistemática ciertos estados para impedir ciclos y caer en mínimos locales.

Existen en la literatura numerosos esfuerzos por disminuir el número de iteraciones precisas para alcanzar un resultado. Algunos emplean modelos racionales y técnicas de identificación de sistemas que describan mejor el dispositivo eléctrico [36]. Otros calculan a la vez el valor de la función de coste y su gradiente [37].

También se emplean técnicas híbridas combinando métodos de optimización y de análisis. Estos conceptos son utilizados profusamente en *Space Mapping*, donde se contempla la utilización de un análisis rápido e inexacto corregido por otro más lento y preciso [38]. En [39], se combina el A.G. y el muestreo en frecuencia acelerando el proceso de optimización estimando la respuesta en toda la banda con fracciones polinómicas. Se describen en [40] otros métodos híbridos con redes neuronales con precisión suficiente para diseñar.

1.1.3. Herramientas de diseño.

Actualmente los métodos más eficaces para el diseño de filtros incluyen el prototipado [41]. De forma analítica o a través de datos tabulados, obtenemos unas dimensiones de nuestro dispositivo partiendo de un modelo paso bajo predefinido con respuestas tipo Buterworth, Chebichev, etc... Pero no todos los circuitos de microondas permiten este tipo de estrategias. Ni siquiera el prototipado garantiza la mejor geometría posible. Por este motivo, se sigue investigando en diferentes estrategias de diseño. Estas herramientas son obtenidas como combinación de los métodos de análisis y optimización anteriores. El interés por estos métodos radica en la posibilidad de reducir drásticamente los costes de desarrollo de dispositivos. Tanto la flexibilidad y la eficiencia numérica del analizador, como la correcta elección del optimizador, son parámetros esenciales en la construcción de la herramienta.

En [42], se emplea el método B.I.R.M.E. y un algoritmo de optimización basado en gradiente para diseñar guíaondas plano-H/E con formas irregulares cuyo perfil es definido por líneas poligonales. En [43] se emplea el M.E.F. 3-D, el método de la variable adjunta y un algoritmo de máximo descenso para diseñar una transición entre guíaonda y microstrip. En [44], se describe una versión modificada del método de la variable adjunta, que no requiere el cálculo de campos adicionales, aplicado al diseño de un dispositivo en guíaonda en 2-D con un optimizador quasi-Newton. En [37], encontramos una técnica de optimización basada en gradiente con el M.E.F. para el diseño componentes en guíaondas en 2-D.

A pesar de que las técnicas de optimización global pueden evitar caer en mínimos locales, éstas no suelen ser empleadas con el M.E.F.. Sin embargo las últimas mejoras en este método permiten su uso al reducir el tiempo de análisis en toda la banda a unos pocos segundos. En [45], se sugiere una versión 2-D del método de segmentación y el M.E.F. expuesto en [46] para el diseño de una carga adaptada en banda ancha definida por líneas poligonales con algoritmo genético.

1.2. Propósito.

El objetivo de este trabajo es desarrollar un método de diseño de dispositivos en guíaonda, antenas de bocina y reflectores de perfil arbitrario basado en técnicas de análisis de onda completa y algoritmos optimizadores globales. La definición del perfil es absolutamente libre, únicamente sujeta a restricciones que posibiliten la fabricación con la tecnología seleccionada.

Se ha desarrollado una particularización en **2-D** del método **S.F.E.L.P.** descrito en [47] y una versión del algoritmo **S.A.** adaptativa descrita en [33].

Se han seleccionado circuitos plano-H que comprenden dispositivos como codos, divisores de potencia, desfasadores, filtros, diplexores etc ... que además pueden contener dieléctricos. Estos análisis podrían extenderse sencillamente a casos de circuitos plano-E.

Las antenas de bocina con simetría de revolución pueden estar completamente o sólo parcialmente rellenas de dieléctrico y presentar, éste también, un perfil definido por curvas. También, diseñaremos una bocina corrugada y una antena reflectora.

1.2.1. Malladores y Simulated Annealing.

El algoritmo optimizador **S.A.** encuentra un mínimo global de una función de coste multivariable a través de sucesivas evaluaciones de ésta. El resultado final es independiente del punto de partida. Para no quedar atrapado en un mínimo local, se contempla la posibilidad de saltar eventualmente a configuraciones de peor evaluación. Este comportamiento viene matizado por unos parámetros que a su vez van siendo adaptados conforme a ciertos datos estadísticos del problema en estudio.

El algoritmo **S.A.** precisa de un número elevado de ciclos (alrededor de 13.000 evaluaciones de la función de coste en nuestros ejemplos) para producir un resultado. Una estrategia para reducir este número, consiste en parar **S.A.** cuando el algoritmo ya no salga de la región en la que ha detectado mayor probabilidad de encontrar el mínimo global, y dejar que sea un optimizador local como el *Simplex* quien termine el trabajo. Todas estas decisiones se toman, como hemos dicho, de forma automática sin intervención humana y conforme a datos estadísticos.

Utilizamos el **M.E.F.** para la evaluación de la función de coste, por tanto tenemos que mallar el dispositivo. El software mallador debe permitir acometer este trabajo de forma robusta, incluso ante la presencia de perfiles curvilíneos. Utilizaremos una concatenación de funciones polinómicas de segundo grado para definir las curvas. Esta elección ha sido preferible al empleo de *splines* cúbicas por cuestiones geométricas por un lado y conveniencia con el elemento empleado en el **M.E.F.**, como veremos posteriormente.

1.2.2. Circuitos plano-H.

El método **S.F.E.L.P.** permite obtener de forma eficiente la respuesta eléctrica en banda ancha de un circuito de forma arbitraria en **3-D**. Sin embargo, el elevado número de iteraciones hace necesario que el tiempo de análisis sea de unos pocos segundos. El **S.F.E.L.P.** restringido a **2-D** permite obtener resultados con esta eficiencia.

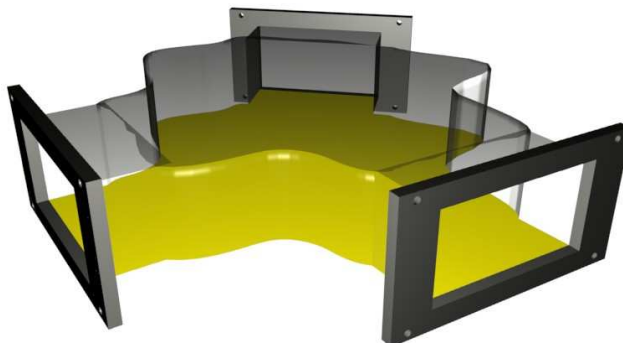


Figura 1.1: Dispositivo genérico de tres puertas en guíaonda plano-H.

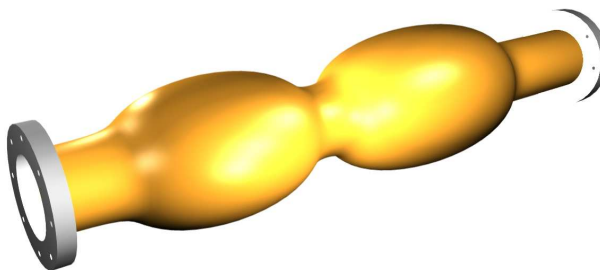


Figura 1.2: Circuito genérico con simetría de revolución.

1.2.3. Circuitos con simetría de revolución.

Los circuitos con simetría de revolución pueden ser analizados igualmente con el **S.F.E.L.P.**. Se aplica la reducción de dimensión aumentando, así, la eficacia del método. En el caso de las antenas, debemos cerrar el dominio de alguna forma. En la literatura se encuentran técnicas como el **P.M.L.** [48], **A.B.C.** o una expansión de modos esféricos [49] sobre una superficie esférica que limita el dominio que debemos mallar. En este trabajo, empleamos la expansión modal que permite resolver el problema en términos de **M.D.G.** y calcular el campo radiado como superposición de los modos esféricos. Así, podemos obtener fácilmente datos como las pérdidas de retorno, directividad y diagrama de radiación.

Presentaremos diseños de antenas de bocina cargadas con uno o más dieléctricos, bocinas corrugadas y reflectores.

1.2.4. Organización del texto.

Dividimos la exposición de este trabajo en tres partes:

1. Teoría: Describimos los fundamentos físicos y matemáticos sobre los que se apoya esta herramienta de diseño de circuitos.
 - En el segundo capítulo, exponemos el concepto de puerta eléctrica y desarrollamos aquellas que empleamos en esta tesis. Hacemos especial énfasis en el desarrollo de la puerta esférica, que nos permite analizar antenas, y la translación de según el eje \hat{z} de estas puerta, imprescindible para el análisis de reflectores.
 - En el tercer capítulo, abordamos los problemas relacionados con el mallado de estructuras en **2-D**. Desarrollamos un método de descripción de perfiles curvos, robusto frente a errores numéricos, que pueda utilizarse en un ciclo optimizador. También estudiamos las características que debe satisfacer el mallado de un dispositivo para cumplir con las restricciones tecnológicas del proceso de fabricación posterior.
 - En el cuarto capítulo, desarrollamos el método **S.F.E.L.P. 2-D**. Lo describimos en detalle para el caso plano-H y el de simetría de revolución. Se explica el fundamento de la técnica de segmentación y se exponen dos técnicas de barrido en frecuencia: una es la que se integra en **S.F.E.L.P. (Padè Via Lanczos)** y la otra está basada en las aproximaciones racionales de los elementos de la **M.D.G.**.
 - En el quinto capítulo, desarrollamos un algoritmo optimizador basado en **S.A.** que adaptamos al problema electromagnético. Este método modifica sus parámetros de control conforme al valor estimado de ciertas magnitudes estadísticas durante el proceso de optimización. Se ha establecido una condición de parada que detiene el proceso en el menor número de iteraciones y que, a la vez, permite obtener un diseño robusto frente a errores de fabricación.
2. Aplicaciones: Verificamos el buen funcionamiento de la herramienta descrita en el punto anterior.
 - En el sexto capítulo, verificamos el correcto funcionamiento de **S.F.E.L.P. 2-D** para circuitos plano-H + **S.A.**, diseñando, construyendo y midiendo un codo de 90 grados con 7 tramos curvos. Además, reproducimos ejemplos tomados de la literatura y diseñamos otros dispositivos plano-H con perfil arbitrario.
 - En el séptimo capítulo, empleamos la técnica de expansión en frecuencia a través de aproximaciones racionales para analizar un filtro en cavidades rectangulares.
 - En el octavo y noveno capítulo, verificamos el correcto funcionamiento de **S.F.E.L.P. 2-D** para circuitos con simetría de revolución + **S.A.**, reproduciendo dos bocinas tomadas de la literatura y diseñando una bocina corrugada y varias antenas de bocina cargadas con dieléctricos en diferentes configuraciones. Todo con perfiles curvos.
 - En el décimo capítulo, aplicamos la técnica de segmentación, desplazamientos de puertas esféricas y **S.F.E.L.P. 2-D** para circuitos con simetría de revolución para diseñar un reflector parabólico alimentado con una bocina cónica.

3. Conclusiones: Resumimos los principales logros esta tesis doctoral y apuntamos algunas lineas para futuras investigaciones.

Chapter 1

Motivations.

Nowadays, many needs have been created and some of them come satisfied through telecommunication services. These technologies allow to extend the capacity of communication between information sources and receivers. This increase of communication capacity has become essential for many activities. Telephony, television or Internet are some evidences. But there are others that operate in a more discreet way. Control systems of aerial traffic, marine or terrestrial geolocalization systems like **G.P.S.** [1], **GLO.NA.S.S.** [2] or Galileo [3], radars, storage and processing of great volumes of information and medical instrumentation [4] for obtaining images and for the assistance of patients, are examples of information technology applications. But behind the description of a communication service must be a physical support that indeed implements electrical functions.

Within the aerospace communication services, we find applications that do necessary involve microwave devices to fulfill very demanding requirements. Microwave devices must guide high power signals with low losses, good electrical qualities and mechanical robustness. Under these requirements, the waveguide devices become essentials [5].

The analysis and optimisation tools for electromagnetic devices can help us in the the design of these devices. For this reason the community is working towards a more efficient and flexible analysis algorithms in connection with a suitable optimisation strategy [6]. In this way, we will be able to reduce the design cost of these devices that in other way should be designed by repeated cycles of implementation and measurement until obtaining the final design.

1.1. State of the art.

We can use different strategies for the design of microwaves devices. Each strategy consists of diverse combinations of analysis methods and optimisation algorithms. We will see a possible classification of all these elements in the following points.

1.1.1. Analysis methods.

In the analysis of microwave passive circuits we solve a Maxwell electromagnetic problem with boundary conditions [7]. We can classify the analysis method based on the use *in advance* of the information contained in the boundary conditions [8]. In this way, the more we use this information the less flexible the method is but more efficient.

1.1.1.1. Analytic methods.

The set of analytic analysis method consist of all the mathematical methods of resolution of differential equations. They are only useful for some boundary conditions. Some geometries allow the exact evaluation of the electromagnetic fields contained in them. The use of different reference systems like cartesian, spherical or cylindrical for the analysis of devices based on rectangles, cylinders or spheres are commonly used. As a result of this technique, we have the electromagnetic modal solutions of waveguides and the transmission line theory [9].

The method of circuital approximations is also included in this set. This method is usually employed for the design of waveguide devices [10]. It was developed in the **M.I.T.** Radiation Laboratory and it tries to approximate, in a certain band of frequencies, the electrical behavior of the device. It replaces the discontinuities by concentrated elements and uses transmission lines for their connection [11]. The main problem of this approach is that it only contemplates the transmission of the dominant mode. As the closer are the discontinuities the higher will be the interaction between superior modes and worse will be the approach. These errors make necessary a manual adjust of the device after its implementation.

The method of circuit approximation usually gives a good starting point for the next design stage.

1.1.1.2. Semi-analytic methods.

The Mode Matching methods (M.M.) [12] are based on knowledge of all possible electromagnetic configurations, like a sum of modes, of the waveguide under study. This knowledge allow us to analyze, in a very efficient way, any union between waveguides through their modal expansion. Its counterpart is that this type of analysis is restricted to the set of devices with resolvable geometries. On the other hand, the modal expansion of many devices can be obtained through numerical method like the Finite Element Method (F.E.M.) [13, 14, 15] and then it is possible the application of M.M.. Recently, new formulations have been proposed to apply M.M. into not standard unions. For example, **B.C.M.M.** [16] approximates the field through a modal expansion in cylindrical waves.

We have included in this section the **B.I.R.M.E.** method that evaluates poles and zeros of the **M.A.G.** of H-plane and E-plane devices [17, 18]. In this way it is possible to obtain a fullband response with only one analysis. It is also described in [19] an effective way to concatenate the matrices obtained by the previous method.

1.1.1.3. Full wave methods.

These methods can analyze almost every structure but with a high computational cost. The computational time grows with analysis accuracy. We are speaking about methods like **D.F.D.T.** and **D.F.D.F.** [20], **B.E.M.** [21], the **T.L.M.** or the **F.E.M.** [22].

One way to improve the efficiency of these methods is the use of reduced order models like **A.W.E.** or **P.V.L.** [23, 24]. They approximate the electrical response by reducing the size of matrices involved in the problem. At the same time, techniques with neuronal networks have been proposed with the same objective [25]. Learning methods adapted to electromagnetic problems [26] and the definition of libraries [27] have been also proposed as solutions to speed up analysis process. In the **F.E.M.** environment, it has been proposed techniques that employs derived elements whose form functions combinations linear of form functions of form of the original element generating matrices with better numerical properties [28]. It has been proposed the possibility of removing the redundant information of matrices through concepts like *tree* and *cotree* [29]. Other speed up methods like the segmentation, splits the problem in a sum of subproblem that can be solved separately with the most suitable technique and rebuild the global response from those of each region in a faster way than with a single analysis [30].

Many of these methods have been commercialised as computer programs like the **MEFiSTo**, based on **T.L.M.**, or the **HFSS** of Ansoft, based on **F.E.M.**, or the **C.S.T** of Microwave Studio. All these packages include a powerful graphical interface that help the introduction of the geometric and electrical data of the device under study.

1.1.2. Multivariate optimisation methods.

There are two main strategies: global and local optimisation. This classification is based on the dependence of the final result on the starting point or not.

Local optimisers are commonly used for designing because they offer relatively good results in a few hundreds of iterations. They can be classified according to what information they use to guide the algorithm. So we have: [31]

- Algorithms that do not use derivatives like the *Simplex* and methods based on sets of directions like the method of *Powell*.
- Algorithms that use the *Jacobian* information of the cost function, also named methods of conjugated gradients. There are inside this group algorithms like *Fletcher-Reeves* and *Polak-Ribiere*.
- Algorithms that use information of the *Hessian* or its approaches also named Quasi-Newton methods. There are inside this group algorithms like *Davindon-Fletcher-Powell* or *Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno*.

As the analysis methods are getting more effective, global optimisers become more interesting. These methods need some thousands iterations to give back a result. Inside this group we can find techniques such as *Genetic Algorithms*

(G.A.) [32], inspired with the evolution of the life, *Simulated Annealing* (S.A.) [33], inspired in the slow crystal cooling, and *Ant Colony Optimisation* [34], inspired in the ants behavior. The method called Taboo Search [35] explores the solutions space forbidding systematically some states to prevent cycles and not to fall in local minimums.

There is a big effort in the literature to reduce the number of iterations needed to find a global minimum. The use of rational models and system identification have been proposed to improve the electrical description of the device [36]. Other authors simultaneously calculate the value of the cost function and its gradient [37].

Hybrid techniques have been also proposed combining different optimization and analysis methods. All these concepts are profusely used in the *Space Mapping* technique where slow and fast analysis methods are used guaranteeing a good accuracy [38]. In [39] the G.A. is combined with a frequency sampling technique increasing the speed of the optimization process thanks to rational interpolation technique. There are other speed up methods based on neural networks [40] ready to be included in a optimisation loop.

1.1.3. Design tools.

At the moment, the most effective methods for the design of filters include prototypes [41]. Starting with a baseband model like Buterworth type, Chevichev, etc... this technique analytically or through tabulated data obtains the dimensions of the design. But not all microwave devices allow theses strategies. In addition, this technique does not guarante the best possible geometry. For this reason there is a big effort in the improvement of other design strategies. Many of the new proposals come from the combination of the previously mentioned analysis and optimisation techniques. The interest on these methods are focused in the development costs reduction of microwave circuits. The flexibility and the efficiency of the analysis method and the correct choice of the optimizer are essential parameters in the definition of the design tool.

In [42], B.I.R.M.E. and a gradient based algorithm has been proposed for the design H/E-plane waveguide devices with irregular forms whose profile is defined by polygonal lines. In [43], a F.E.M. 3-D analyzer, the adjoint variable method and a climb optimizer are proposed for the design of a transition between a waveguide and a microstrip. In [44] it is described a modified version of the adjoint variable method that does not require the additional evaluations of fields applied to the design of a waveguide device in 2-D with a quasi-Newton optimizer. In [37] we find a gradient based optimisation technique with F.E.M. for the design of waveguide components in 2-D.

Although global optimization techniques can avoid to fall in local minimums, they are not commonly combined with F.E.M.. Nevertheless, the last improvements in this method allow its use because of the broadband analysis evaluation time improvement to a few seconds. In [45] it is suggested a 2-D version of the segmentation method and the F.E.M. exposed in [46] for the design with a G.A. of a dielectric loaded matched load in broadband whose profile is defined by polygonal lines.

1.2. Objectives.

The objective of this work is the development of a design method for waveguide devices, horn antennas and reflectors with arbitrary profile based on full-wave analysis techniques and global optimizers. The definition of the profile is absolutely free. Only technological restrictions are imposed to the designed profile to allow its manufacture with the preselected technology.

In this work, we have developed a **2-D** version of **S.F.E.L.P.** whose general case is described in [47] and a modification of the version of the adaptive **S.A.** algorithm described in [33].

We have studied H-plane circuits such as bends, power dividers, phase shifters or diplexers. All of them can contain dielectrics. This technique can be easily translated to E-plane circuits.

Axisymmetric horns can be completely or partially loaded with dielectrics with arbitrary shape too. We will also design a corrugated horn and a parabolic reflector.

1.2.1. Meshers and Simulated Annealing.

The **S.A.** optimiser finds the minimum value of the cost function across several iterations. The final result is independent of the starting point. In order to not fall into a local minimum, it is possible to jump to worse states under some circumstances. The behaviour of the algorithm is driven by some statistical measurements that are calculated while the optimization is been excuted.

The **S.A.** algorithm need a high number of iteration to be completed (around 13.000 evaluations of the cost function, in our experience). A strategy to reduce this number consists of stopping the process near the global minimum and let *Simplex* (local optimiser) to finish the job. All these things are automatically done thanks to a suitable stop condition developed for the special case of electromagnetic problems.

We employ F.E.M. for the evaluation of the cost function, so we need to make a mesh for each device. The mesher software should do its work under problematic circumstances, even when curved profiles are present. We employ a chain of second degree polynomial functions to define these curves. We prefer this choice against the use of cubic *splines* because of geometric reason, robustness, and opportunity. That is: the reference element are mapped with the same type of polynomial functions, as we will see later.

1.2.2. H-plane circuits.

The **S.F.E.L.P.** method can find efficiently the electrical response in broadband of arbitrary shape circuits in **3-D**. But the high number of iterations needed for global optimization demands a more efficient technique. The **2-D S.F.E.L.P.** developed in this work, allows us to obtain an electrical response in broadband in a faster way, enough for designing.

1.2.3. Axisymmetric circuits.

The axisymmetric circuits can be also analysed by **S.F.E.L.P.**. We reduce the problem to **2-D** to increase the efficiency. In any case, antennas must be

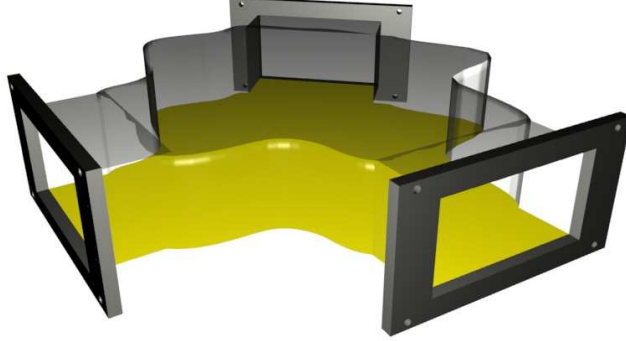


Figure 1.1: Generic three port H-plane device.

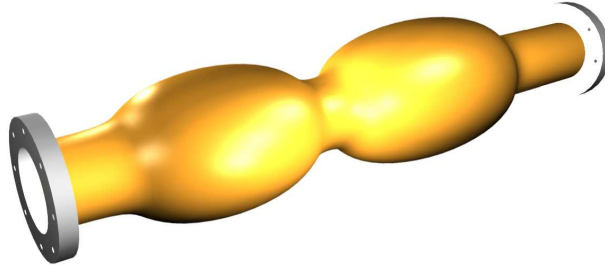


Figure 1.2: Generic axisymmetric device.

enclosed in a domain to be able to apply F.E.M.. In the literature we can find several techniques such as **P.M.L.** [48], **A.B.C.** or an expansion spherical modes [49] over a spherical surface where the device is contained, to face this problem. In this work we use the modal expansion to solve the problem in terms of G.A.M.s and the radiated field is evaluated as a sum of spherical modes in far field. In this way we can easily obtain the directivity, radiation patterns and the reflection coefficient.

We will show designs of dielectric loaded horns, corrugated horns and reflectors

1.2.4. Text organization.

We divide the exposition of this work in three parts:

1. Theory: Here we describe physical and mathematical ideals under the design method.
 - In the second chapter, we explain the electrical port concept and

we develop those ports used in this PhD Thesis. We make especial emphasis in the development of the spherical port, that allows us the analysis of antennas. We also explain here the \hat{z} translation of this port which is essential for the analysis of reflectors.

- In the third chapter, we expose the problem related to the mesh of circuits in **2-D**. We develop a particular way of definition of curved profiles which are robust against numerical errors and can be used in a optimisation loop. We also study the geometrical condition that a mesh should complain to satisfy the constrains of the following implementation process.
 - In the chapter number four, we develop the **S.F.E.L.P.** in **2-D**. A description of the mathematical details of this formulation for H-plane and axisymmetric circuits is done. We expose the fundamentals of the segmentation technique and two fast frequency sweep algorithms: the first algorithm is *Padè Via Lanczos* which is integrated in **S.F.E.L.P.**, and the second is a rational approximation technique.
 - In the chapter number five, we develop an optimisation algorithm based on **S.A.** adapted to electromagnetic problems. This algorithm modify its control parameters according to some statistical values measured during the process. We have established a new stop criterion that stops the process with the lowest number of iterations that ensure a global optimum taking into account the sensibility of the device to mechanical tolerances.
2. Applications: We verify the functionality of the design tool previously exposed.
- In the chapter number six, we verify the functionality of **S.F.E.L.P. 2-D** for H-plane circuits + **S.A.**. We design, manufacture and measure a 90 degrees bend with 7 curved segments. We also analyse examples taken from the literature and design other H-plane circuits with arbitrary profile such as phase shifters, power divider and diplexers.
 - In the chapter number seven, we use the rational approximation of the Generalised Scattering Matrix (G.S.M.) elements technique for the analysis of a rectangular cavity filter.
 - In the chapters number eight and nine, we verify the functionality of **S.F.E.L.P. 2-D** for axisymmetric circuits + **S.A.**. We analyse two horns taken from the literature and we design a corrugated horn and several dielectric loaded horns with different configurations. All of them with curved profiles.
 - In the chapter number ten, we apply the segmentation technique and the spherical port shift technique with **S.F.E.L.P. 2-D** for axisymmetric devices for the design of a parabolic reflector.
3. Conclusions: We will summarise the main contributions of this work and some future lines still opened for further researches.

Parte I

Teoría

Capítulo 2

Puertas eléctricas.

La descripción eléctrica de un dispositivo que ocupa un dominio V queda unívocamente determinada si en toda su frontera ∂V se especifica la componente tangencial del campo magnético o la componente tangencial del campo eléctrico o parte de la frontera con la componente tangencial de un campo y el resto con la otra [50]. Estos datos constituyen las condiciones de contorno del problema electromagnético.

Habitualmente, nuestro circuito está casi completamente limitado por un material conductor, que consideramos perfecto, salvo en ciertas regiones que denominaremos puertas eléctricas. El conductor perfecto impone una componente tangencial nula del campo eléctrico y en las puertas queda determinado de forma paramétrica de modo que se cumplan las condiciones de unicidad de la solución de las ecuaciones de Maxwell.

Las puertas son entendidas, generalmente, como zonas de acceso al dispositivo. La funcionalidad del circuito queda sujeta a la relación entre los campos de la misma o distintas puertas. Estos campos son parametrizados a través de modos electromagnéticos o distribuciones particulares de campo admisibles en cada geometría. En el caso de que en el volumen V tengamos medios con comportamiento lineal, esta dependencia se expresa a través de matrices como la **M.A.G.** o la **M.D.G.** [51].

Para resolver un problema electromagnético empleando un método numérico, debemos mallar el dominio. En todo caso, el tiempo de cálculo está relacionado con el número de elementos del mallado. Las puertas limitan el alcance del dominio que tenemos que mallar. En algunos dispositivos, como las antenas, esta circunstancia es crítica. En principio, para conocer el campo radiado deberíamos contemplar todo el espacio en nuestro problema. Esto haría inservible el método en la práctica. Si encerramos la antena en una puerta esférica, sólo tenemos que mallar el interior de ésta y obtenemos el campo radiado como propagación de los modos esféricos.

La sofisticación geométrica y el tamaño de los dispositivos nos lleva al empleo de mallados muy tupidos. En ocasiones, es preferible dividir el dominio en secciones que puedan ser analizadas separadamente. Como la relación entre el número de grados de libertad y el tiempo de cálculo es del orden de $N^{1,8}$, la suma del tiempo de análisis de las secciones es inferior al del análisis en bloque. Además, algunas de las secciones podría permitir un estudio analítico. La conexión de las partes se hace a través de las puertas. Por tanto, una correcta

disposición de éstas puede mejorar la eficiencia del análisis.

Otro punto importante, donde la elección de una puerta es decisiva, es el aprovechamiento de las simetrías del problema. En circuitos plano-H/E las puertas rectangulares y radiales permiten la reducción del problema a otro de dos dimensiones. Lo mismo pasa con las puertas circulares, coaxiales y esféricas en dispositivos con simetría de revolución.

En todo caso, este capítulo no trata de dar una descripción exhaustiva del asunto, sino más bien, una visión estructurada de la construcción de tensiones y corrientes equivalentes definidas a partir de la expansión modal de cada tipo de puerta. En cada apartado se darán referencias bibliográficas donde podrá encontrarse una información más exhaustiva.

2.1. Clasificación.

Las figuras 2.2, 2.4, 2.6, 2.8 y 2.10, muestran dispositivos que emplean puertas rectangulares, circulares, coaxiales, radiales y esféricas respectivamente. Éstas son las más utilizadas porque los modos en ellas son obtenidos analíticamente. Es posible, en cualquier caso, emplear puertas planas de sección arbitraria cuyos modos sean obtenidos numéricamente. Debemos especificar para cada puerta una expresión del campo tangencial de la forma:

$$\begin{aligned}\vec{E}_t &= \sum_{i=1}^{\infty} V_i(u_1) \cdot \vec{e}_{t_i}(u_2, u_3) \\ \vec{H}_t &= \sum_{i=1}^{\infty} I_i(u_1) \cdot \vec{h}_{t_i}(u_2, u_3)\end{aligned}$$

siendo:

- \vec{E}_t y \vec{H}_t las componentes tangenciales del campo eléctrico y magnético en una puerta.
- $\vec{e}_{t_i}(u_2, u_3)$ la parte de la componente tangencial del campo eléctrico del modo i que depende de las coordenadas transversales.
- $\vec{h}_{t_i}(u_2, u_3)$ la parte de la componente tangencial del campo magnético del modo i que depende de las coordenadas transversales.
- $V_i(u_1)$ parámetros de ponderación del campo eléctrico del modo i .
- $I_i(u_1)$ parámetros de ponderación del campo magnético del modo i .

Las puertas rectangulares, circulares y coaxiales suelen emplearse como accesos al circuito que se identifican con los accesos físicos. La puerta radial es útil para la segmentación de secciones en el seno de un circuito plano-H/E como se muestra en la figura 2.8. La puerta esférica es de vital importancia en el caso de las antenas como ya hemos advertido en la sección anterior.

2.2. Descripción.

Presentamos a continuación la definición de los modos electromagnéticos para cada puerta con sus tensiones y corrientes equivalentes asociadas utilizadas en este trabajo.

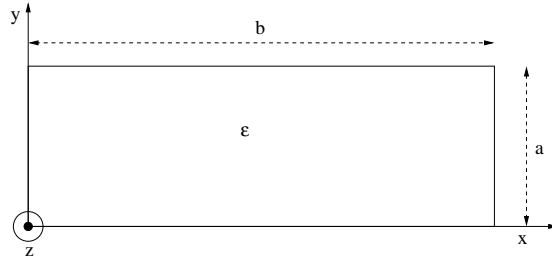


Figura 2.1: Definición de los ejes coordenados en la puerta rectangular.

2.2.1. Puerta rectangular.

La componente transversal de los modos en una guíaonda rectangular tiene la forma siguiente:

1. Modos TM_{mn} :

- $e_x = \left(-k_x \frac{\gamma}{\gamma_c^2}\right) \cos(k_x x) \text{sen}(k_y y)$
- $e_y = \left(-k_y \frac{\gamma}{\gamma_c^2}\right) \text{sen}(k_x x) \cos(k_y y)$
- $h_x = \left(j\omega\epsilon \frac{k_y}{\gamma_c^2}\right) \text{sen}(k_x x) \cos(k_y y)$
- $h_y = \left(-j\omega\epsilon \frac{k_x}{\gamma_c^2}\right) \cos(k_x x) \text{sen}(k_y y)$

con m y n enteros positivos distintos de cero.

2. Modos TE_{mn} :

- $e_x = \left(j\omega\mu \frac{k_y}{\gamma_c^2}\right) \cos(k_x x) \text{sen}(k_y y)$
- $e_y = \left(-j\omega\mu \frac{k_x}{\gamma_c^2}\right) \text{sen}(k_x x) \cos(k_y y)$
- $h_x = \left(k_x \frac{\gamma}{\gamma_c^2}\right) \text{sen}(k_x x) \cos(k_y y)$
- $h_y = \left(k_y \frac{\gamma}{\gamma_c^2}\right) \cos(k_x x) \text{sen}(k_y y)$

con m y n enteros positivos incluido el cero, pero no ambos a la vez.

donde

- $k_x = \frac{m\pi}{a}$
- $k_y = \frac{n\pi}{b}$
- $\gamma_c^2 = -k_y^2 - k_x^2$
- $\gamma^2 = -\omega^2\mu\epsilon + k_y^2 + k_x^2$

Las tensiones y corrientes equivalentes quedan definidas así:

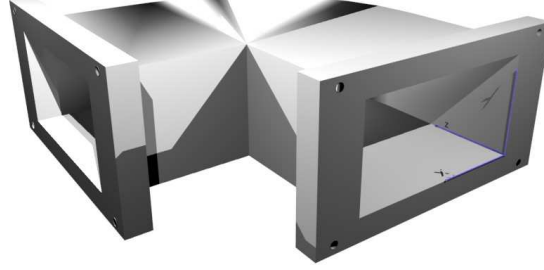


Figura 2.2: Localización de la puerta rectangular en codo de 90° circular.

$$\begin{aligned} \blacksquare V(z) &= \overbrace{V^+ e^{-\gamma z}}^{V^+(z)} + \overbrace{V^- e^{\gamma z}}^{V^-(z)} \\ \blacksquare I(z) &= \overbrace{V^+ e^{-\gamma z}}^{I^+(z)} - \overbrace{V^- e^{\gamma z}}^{I^-(z)} \end{aligned}$$

Este modo de definir las tensiones y corrientes equivalentes es general para todas las puertas planas.

Una descripción completa de los campos en guía rectangular puede encontrarse en [50].

2.2.2. Puertas con simetría cilíndrica.

El campo en el seno de una estructura en el que las condiciones de contorno sean constantes en algún plano coordenado del sistema cilíndrico [52, 50] es de la forma:

$$\blacksquare \begin{matrix} e_z \\ h_z \end{matrix} \left\{ \begin{matrix} \text{modos } TM \\ \text{modos } TE \end{matrix} \right\} = R(\rho) \cdot F(\varphi) \cdot Z(z)$$

donde

$$\begin{aligned} \bullet R(\rho) &= A \cdot J_n(k_c \rho) + B \cdot N_n(k_c \rho) \\ \bullet F(\varphi) &= C \cdot \cos(n\varphi) + D \cdot \sin(n\varphi) \\ \bullet Z(z) &= E \cdot e^{-\gamma z} \end{aligned}$$

$$\blacksquare e_\rho = \frac{-1}{k_c^2} \left[\gamma \frac{\partial e_z}{\partial \rho} + \frac{j\omega\mu}{\rho} \frac{\partial h_z}{\partial \varphi} \right]$$

$$\blacksquare e_\varphi = \frac{1}{k_c^2} \left[-\frac{\gamma}{\rho} \frac{\partial e_z}{\partial \varphi} + j\omega\mu \frac{\partial h_z}{\partial \rho} \right]$$

$$\blacksquare h_\rho = \frac{1}{k_c^2} \left[\frac{j\omega\varepsilon}{\rho} \frac{\partial e_z}{\partial \varphi} - \gamma \frac{\partial h_z}{\partial \rho} \right]$$

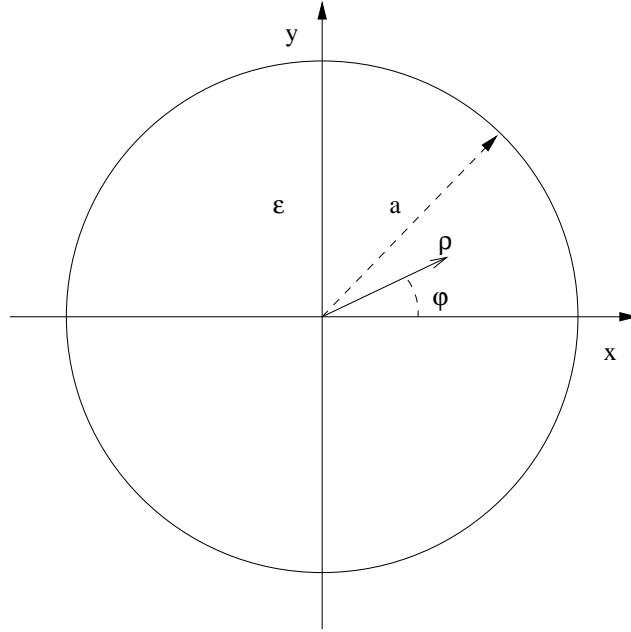


Figura 2.3: Definición de los ejes coordenados en la puerta circular.

$$\blacksquare h_\varphi = \frac{-1}{k_c^2} \left[j\omega\epsilon \frac{\partial e_z}{\partial \rho} + \frac{\gamma}{\rho} \frac{\partial h_z}{\partial \varphi} \right]$$

donde

- $\gamma^2 = -\omega^2 \mu \epsilon + k_c^2$
- $J_n(k_c \rho)$ y $N_n(k_c \rho)$ son las función de Bessel de primera y segunda especie de orden n solución de la ecuación diferencial $\frac{d^2 f}{d\rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{df}{d\rho} + \left(k_c^2 - \frac{n^2}{\rho^2}\right) f = 0$

Estas expresiones describen una onda incidente según z. La onda regresiva tiene la misma expresión que ésta salvo por la sustitución de γ por $-\gamma$.

A este conjunto de expresiones se les aplica las condiciones de contorno de guía circular, radial y coaxial. A partir de la expresión del campo, se definen las tensiones y corrientes equivalentes.

2.2.2.1. Puerta circular.

La componente transversal del campo de la guíaonda circular tiene la forma siguiente:

1. Modos TM_{nl} :

- $e_\rho = \frac{-\gamma}{k_c} J'_n(k_c \rho) \cos(n\varphi + \phi_0)$
- $e_\varphi = \frac{\gamma n}{k_c^2 \rho} J_n(k_c \rho) \sen(n\varphi + \phi_0)$
- $h_\rho = -\frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_r n}{k_c^2 \rho} J_n(k_c \rho) \sen(n\varphi + \phi_0)$

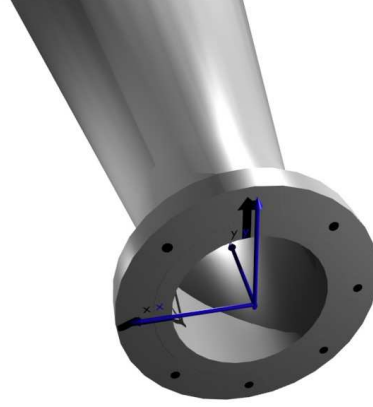


Figura 2.4: Localización de la puerta circular en una bocina.

$$\blacksquare h_\varphi = -\frac{j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r}{k_c} J'_n(k_c\rho) \cos(n\varphi + \phi_0)$$

donde:

- m es entero positivo distinto de cero y l es entero positivo.
- $\gamma^2 = -\omega^2\mu\varepsilon + k_c^2$
- $k_c = \frac{P_{nl}}{a}$
- P_{nl} es la raíz l -ésima de $J_n = 0$

2. Modos TE_{nl} :

$$\blacksquare e_\rho = \frac{j\omega\mu n}{k_c^2\rho} J_n(k_c\rho) \sen(n\varphi + \phi_0)$$

$$\blacksquare e_\varphi = \frac{j\omega\mu}{k_c} J'_n(k_c\rho) \cos(n\varphi + \phi_0)$$

$$\blacksquare h_\rho = -\frac{\gamma}{k_c} J'_n(k_c\rho) \cos(n\varphi + \phi_0)$$

$$\blacksquare h_\varphi = \frac{\gamma n}{k_c^2\rho} J_n(k_c\rho) \sen(n\varphi + \phi_0)$$

donde:

- m es entero positivo distinto de cero y l es entero positivo.
- $\gamma^2 = -\omega^2\mu\varepsilon + k_c^2$
- $k_c = \frac{P'_{nl}}{a}$
- P'_{nl} es la raíz l -ésima de $J'_n = 0$

En esta geometría tenemos al menos un modo degenerado que llamaremos “horizontal” ($\phi_0 = 90$) por cada modo “vertical” ($\phi_0 = 0$).

Las tensiones y corrientes equivalentes se definen de la misma forma que en el caso de cualquier puerta plana. En la referencia [50], se describe los detalles de esta guíaonda.

2.2.2.2. Puerta coaxial.

Esta estructura soporta un modo TEM además de los modos superiores TM y TE .

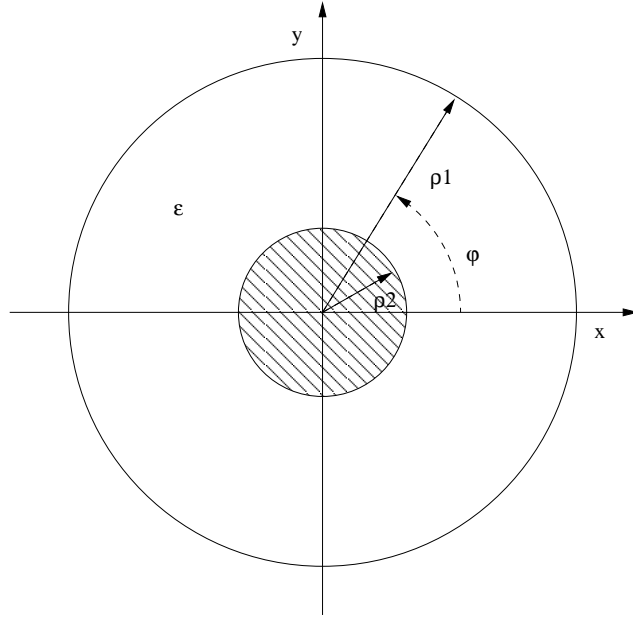


Figura 2.5: Definición de los ejes coordenados en la puerta coaxial.

1. Modo TEM

$$\begin{aligned} \blacksquare e_\rho &= \frac{1}{\ln\left(\frac{\rho_1}{\rho_2}\right)} \cdot \frac{1}{\rho} \\ \blacksquare h_\varphi &= \frac{1}{\eta} \left(\frac{1}{\ln\left(\frac{\rho_1}{\rho_2}\right)} \cdot \frac{1}{\rho} \right) \end{aligned}$$

donde $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$

2. Modos TM y TE

Las expresiones de los campos son de la forma expuesta en 2.2.2, cumpliendo las condiciones de contorno de conductor perfecto en ρ_1 y ρ_2 .

La constante k_c se debe satisfacer para modos TM la siguiente condición:

$$\frac{N_n(k_c \rho_1)}{J_n(k_c \rho_1)} = \frac{N_n(k_c \rho_2)}{J_n(k_c \rho_2)}$$

y para modos TE:

$$\frac{N'_n(k_c \rho_1)}{J'_n(k_c \rho_1)} = \frac{N'_n(k_c \rho_2)}{J'_n(k_c \rho_2)}$$

La definición de las tensiones y corrientes equivalentes es como en las demás puertas planas.

2.2.2.3. Puerta radial.

La definición de tensiones y corrientes equivalentes en guíaondas nos es útil para poder aplicar el tratamiento matricial desarrollado en teoría de circuitos

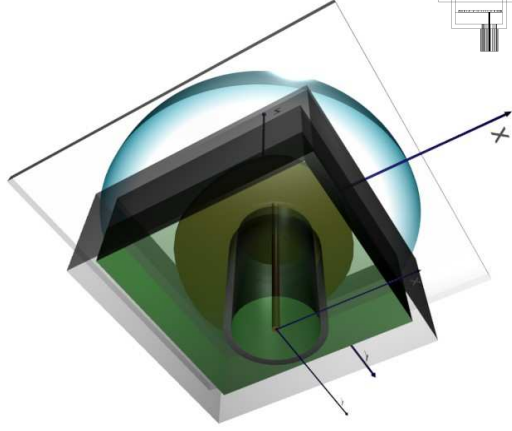


Figura 2.6: Localización de la puerta coaxial en una antena de parche.

en los dispositivos de microondas. Estas tensiones y corrientes deben contener la información de la potencia transportada por las ondas progresivas y regresivas, si lo que deseamos es que los parámetros de dispersión tengan relación con la distribución de potencia en el dispositivo. En los casos anteriores (puertas planas), la tensión equivalente estaba directamente relacionada con la amplitud de la componente transversal de los campos. En el caso la puerta radial, la relación es diferente. Debe tenerse en cuenta la curvatura de la puerta añadiendo un factor de corrección $\sqrt{\rho}$ en la relación entre tensión y amplitud de campo.

$$\begin{aligned}\vec{E}_{\varphi,z} &= \sum_{i=1}^{\infty} \frac{V_i(\rho)}{\sqrt{\rho}} \cdot \vec{e}_{\varphi_i, z_i}(z, \varphi) \\ \vec{H}_{z,\varphi} &= \sum_{i=1}^{\infty} \frac{I_i(\rho)}{\sqrt{\rho}} \cdot \vec{h}_{z_i, \varphi_i}(z, \varphi)\end{aligned}$$

Además, en virtud de la ortogonalidad entre modos, sólo necesitamos considerar las componentes de campo que transportan potencia. Así, definimos únicamente:

1. Modos TM_{mn} :

a) Campos:

$$\begin{aligned}\blacksquare e_z &= \frac{k_c^2}{\omega \mu \epsilon_0 \epsilon_r} \cos(m\varphi + \phi_0) \cos\left(\frac{n\pi}{h} z\right) \\ \blacksquare h_\varphi &= \frac{-k_c}{\mu} \cos(m\varphi + \phi_0) \sin\left(\frac{n\pi}{h} z\right)\end{aligned}$$

b) Tensiones y corrientes:

$$\begin{aligned}\blacksquare V(\rho) &= \overbrace{V^+ \cdot \left(-jH_m^{(2)}(k_c\rho)\right) \cdot \sqrt{\rho}}^{V^+(\rho)} + \overbrace{V^- \cdot \left(-jH_m^{(1)}(k_c\rho)\right) \cdot \sqrt{\rho}}^{V^-(\rho)} \\ \blacksquare I(\rho) &= \overbrace{V^+ \cdot H_m^{(2)'}(k_c\rho) \cdot \sqrt{\rho}}^{I^+(\rho)} - \overbrace{V^- \cdot \left(-H_m^{(1)'}(k_c\rho)\right) \cdot \sqrt{\rho}}^{I^-(\rho)}\end{aligned}$$

2. Modos TE_{mn} :

a) Campos:

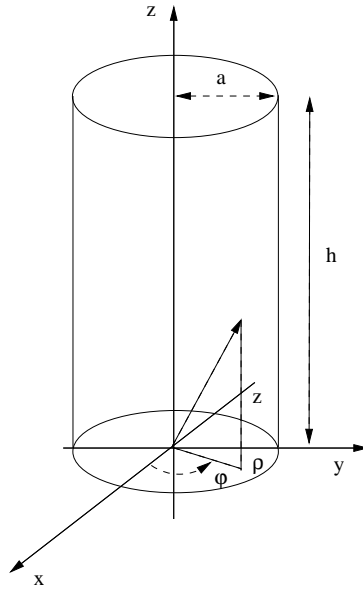


Figura 2.7: Definición de los ejes coordenados en la puerta radial.

- $e_\varphi = \frac{k_e}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} \cos(m\varphi + \phi_0) \sin\left(\frac{n\pi}{h}z\right)$
- $h_z = \frac{k_c^2}{\omega \mu \varepsilon_0 \varepsilon_r} \cos(m\varphi + \phi_0) \sin\left(\frac{n\pi}{h}z\right)$

b) Tensiones y corrientes:

$$\begin{aligned}
 \text{▪ } V(\rho) &= \overbrace{V^+ \cdot H_m^{(2)'}(k_c \rho) \cdot \sqrt{\rho}}^{V^+(\rho)} + \overbrace{V^- \cdot H_m^{(1)'}(k_c \rho) \cdot \sqrt{\rho}}^{V^-(\rho)} \\
 \text{▪ } I(\rho) &= \overbrace{V^+ \cdot \left(-j H_m^{(2)}(k_c \rho)\right) \cdot \sqrt{\rho}}^{I^+(\rho)} - \overbrace{V^- \cdot \left(j H_m^{(1)}(k_c \rho)\right) \cdot \sqrt{\rho}}^{I^-(\rho)}
 \end{aligned}$$

donde

- $H_m^{(1)}(x) = J_m(x) + jN_m(x)$ es la función de Hankel de orden m que describe la onda propagante en el sentido de ρ decreciente.
- $H_m^{(2)}(x) = J_m(x) - jN_m(x)$ es la función de Hankel de orden m que describe la onda propagante en el sentido de ρ creciente.
- $k_c^2 = \omega^2 \mu \varepsilon - \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2$

En esta geometría también tenemos al menos un modo degenerado “horizontal” ($\phi_0 = 90$) por cada modo “vertical” ($\phi_0 = 0$).

La potencia de la onda incidente de cualquier modo TE propagante (para TM es similar) en la guía radial es:

$$\begin{aligned}
 P^+ &= \frac{1}{2} \cdot \Re \int_0^h \int_0^{2\pi} \left(\vec{e}^+ \times \vec{h}^{+*} \right) \cdot \vec{\rho} \rho d\varphi dz = \\
 &= Cte(m, n) \cdot \frac{1}{2} \cdot \Re \left(V^+ H_m^{(2)'}(k_c \rho) \cdot V^{+*} \left(-j H_m^{(2)}(k_c \rho) \right)^* \right) \cdot \rho = \\
 &= Cte(m, n) \cdot \frac{1}{2} \cdot \Re \left(V^+(\rho) \cdot I^{+*}(\rho) \right)
 \end{aligned}$$

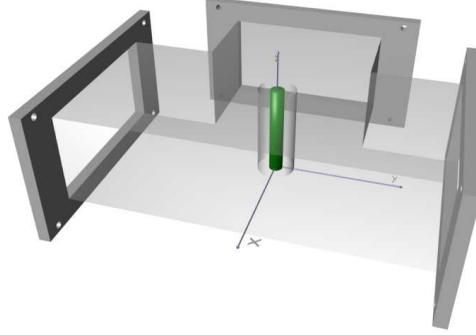


Figura 2.8: Localización de una puerta radial rodeando un poste en una T.

El cálculo de la potencia transportada por la onda incidente calculada como línea de transmisión con tensiones y corrientes equivalentes es proporcional a la evaluada a través del vector de Poynting gracias al factor de corrección $\sqrt{\rho}$ indicado anteriormente.

Las definiciones de los campos, tensiones y corrientes adoptados en este trabajo definen un vector de Poynting en la dirección $\vec{\rho}$. Dependiendo de que queramos definir una puerta concava o convexa, tendremos que modificar el signo de las corrientes. En [30] y [52], se advierte también sobre el comportamiento de los modos respecto a la frecuencia de corte. No existe una distinción tan clara como en las puertas planas. Por encima de la frecuencia de corte algunos modos pueden seguir no transportando potencia. Esto es debido al comportamiento de las funciones de Hankel con el radio ρ .

2.2.3. Puerta esférica.

La puerta esférica [52, 53, 7] se emplea en el análisis de antenas. Permite obtener el diagrama de radiación y la directividad. Para preservar la relación habitual entre tensiones, corrientes y potencia transportada, debemos hacer estas definiciones.

$$\begin{aligned}\vec{E}_t &= \sum_{i=1}^{\infty} \frac{V_i(r)}{r} \cdot \vec{e}_{t_i}(\theta, \varphi) \\ \vec{H}_t &= \sum_{i=1}^{\infty} \frac{I_i(r)}{r} \cdot \vec{h}_{t_i}(\theta, \varphi)\end{aligned}\tag{2.1}$$

1. Modos TM_{mn} :

a) Campos:

$$\begin{aligned}\blacksquare e_{\theta} &= \frac{-\sqrt{\eta}}{cte(m,n)} \cdot \frac{dP_n^m(\cos(\theta))}{d\theta} \cdot \cos(m\varphi - \phi_0) \\ \blacksquare e_{\varphi} &= \frac{\sqrt{\eta}}{cte(m,n)} \cdot \frac{mP_n^m(\cos(\theta))}{\sin(\theta)} \cdot \sin(m\varphi - \phi_0) \\ \blacksquare h_{\theta} &= \frac{-1}{cte(m,n)\sqrt{\eta}} \cdot \frac{mP_n^m(\cos(\theta))}{\sin(\theta)} \cdot \sin(m\varphi - \phi_0) \\ \blacksquare h_{\varphi} &= \frac{-1}{cte(m,n)\sqrt{\eta}} \cdot \frac{dP_n^m(\cos(\theta))}{d\theta} \cdot \cos(m\varphi - \phi_0)\end{aligned}$$

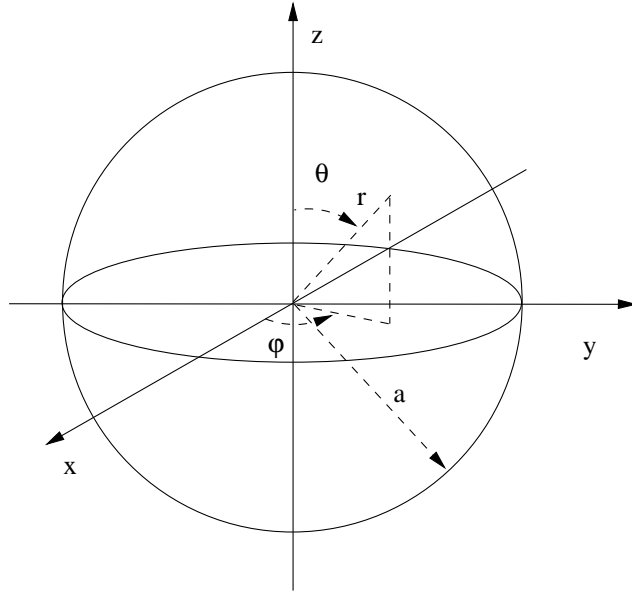


Figura 2.9: Definición de los ejes coordenados en la puerta esférica.

b) Tensiones y corrientes:

$$\begin{aligned}
 \blacksquare V(r) &= \overbrace{V^+ \cdot j h_n^{(2)'}(kr)}^{V^+(r)} + \overbrace{V^- \cdot j h_n^{(1)'}(kr)}^{V^-(r)} \\
 \blacksquare I(r) &= \overbrace{V^+ \cdot h_n^{(2)}(kr)}^{I^+(r)} - \overbrace{V^- \cdot (-h_n^{(1)}(kr))}^{I^-(r)}
 \end{aligned}$$

2. Modos TE_{mn} :

a) Campos:

$$\begin{aligned}
 \blacksquare e_\theta &= \frac{-\sqrt{\eta}}{cte(m,n)} \cdot \frac{m P_n^m(\cos(\theta))}{\sin(\theta)} \cdot \sin(m\varphi - \phi_0) \\
 \blacksquare e_\varphi &= \frac{-\sqrt{\eta}}{cte(m,n)} \cdot \frac{dP_n^m(\cos(\theta))}{d\theta} \cdot \cos(m\varphi - \phi_0) \\
 \blacksquare h_\theta &= \frac{1}{cte(m,n)\sqrt{\eta}} \cdot \frac{dP_n^m(\cos(\theta))}{d\theta} \cdot \cos(m\varphi - \phi_0) \\
 \blacksquare h_\varphi &= \frac{-1}{cte(m,n)\sqrt{\eta}} \cdot \frac{m P_n^m(\cos(\theta))}{\sin(\theta)} \cdot \sin(m\varphi - \phi_0)
 \end{aligned}$$

b) Tensiones y corrientes:

$$\begin{aligned}
 \blacksquare V(r) &= \overbrace{V^+ \cdot h_n^{(2)}(kr)}^{V^+(r)} + \overbrace{V^- \cdot h_n^{(1)}(kr)}^{V^-(r)} \\
 \blacksquare I(r) &= \overbrace{V^+ \cdot j h_n^{(2)'}(kr)}^{I^+(r)} - \overbrace{V^- \cdot (-j h_n^{(1)'}(kr))}^{I^-(r)}
 \end{aligned}$$

donde:

$$\blacksquare n = 1, 2, 3, \dots; m = 0, 1, 2, \dots, n;$$

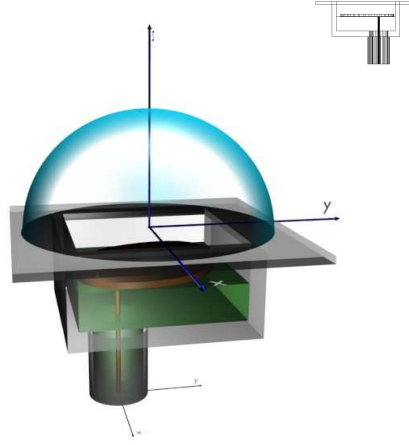


Figura 2.10: Localización de la puerta esférica en una antena de parche.

- $h_n^{(*)}(x)$ son las funciones de Hankel definidas según Schelkunoff [54], cuya relación con las de la guía radial es: $h_n^{(*)}(x) = \sqrt{\frac{\pi x}{2}} H_{n+\frac{1}{2}}^{(*)}(x)$.
- $k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon}$
- $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$
- $cte(m, n) = \sqrt{\frac{2\pi n(n+1)(n+m)!}{(2n+1)(n-m)!}}$
- $P_n^m(\cos(\theta))$ es el polinomio asociado de Legendre de grado n y orden m .

Como en el caso radial, las definiciones de los campos, tensiones y corrientes adoptados definen un vector de Poynting en la dirección \vec{r} . Dependiendo de que queramos definir una puerta concava o convexa, tendremos que modificar el signo de las corrientes.

Con esta notación podemos obtener sencillamente el diagrama de radiación propagando cada modo. La variación del campo con el radio tiende a ser de la forma $\frac{1}{r} \cdot e^{-jkr}$ conforme nos alejamos de la antena. Tal y como hemos definido las tensiones y corrientes, podemos extraer fácilmente la dependencia $\frac{1}{r}$ de su valor asintótico ($r \rightarrow \infty$).

1. Para modos TM:

$$\begin{aligned}
 \blacksquare V(r) &= \overbrace{V^+ \cdot j^{n+1} e^{-jkr}}^{V^+(r)} + \overbrace{V^- \cdot j^{3n+1} e^{jkr}}^{V^-(r)} \\
 \blacksquare I(r) &= \overbrace{V^+ \cdot j^{n+1} e^{-jkr}}^{I^+(r)} - \overbrace{V^- \cdot (-j^{3(n+1)} e^{jkr})}^{I^-(r)}
 \end{aligned}$$

2. Para modos TE:

$$\blacksquare V(r) = \overbrace{V^+ \cdot j^{n+1} e^{-jkr}}^{V^+(r)} + \overbrace{V^- \cdot j^{3(n+1)} e^{jkr}}^{V^-(r)}$$

$$\blacksquare I(r) = \overbrace{V^+ \cdot j^{n+1} e^{-jkr}}^{I^+(r)} - \overbrace{V^- \cdot (-j^{3n+1} e^{jkr})}^{I^-(r)}$$

Todos los diagramas de radiación se obtienen por sustitución de los valores asintóticos de las tensiones y corrientes en la expresión 2.1.

2.2.3.1. Directividad.

La directividad se define en [55] como:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{\text{Potencia radiada}}$$

siendo U la intensidad de radiación entendida como:

$$U(\theta, \varphi) = r^2 W_{rad}(r, \theta, \varphi)$$

La densidad de potencia radiada, $W_{rad}(r, \theta, \varphi)$, es $\frac{1}{2} \Re(\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot \vec{r}$. Teniendo en cuenta que:

1. Para modos TM:

$$\blacksquare h_\theta = -\frac{e_\varphi}{\eta}$$

$$\blacksquare h_\varphi = \frac{e_\theta}{\eta}$$

2. Para modos TE:

$$\blacksquare h_\theta = -\frac{e_\varphi}{\eta}$$

$$\blacksquare h_\varphi = \frac{e_\theta}{\eta}$$

y que sólo tenemos ondas progresivas podemos escribir:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{2\pi \cdot \left\{ \left| \sum_i V_i^+ e_{\theta_i}(\theta, \varphi) \right|^2 + \left| \sum_i V_i^+ e_{\varphi_i}(\theta, \varphi) \right|^2 \right\}}{\eta \cdot \sum_i |V_i^+|^2}$$

2.2.3.2. Eficiencia de apertura (E.A.).

Un parámetro indicativo del buen funcionamiento de una antena en recepción es la E.A.. En [55], se define el concepto de *área efectiva* en una dirección dada como el cociente entre la potencia disponible a la entrada de la antena de recepción y la densidad de potencia de la onda plana incidente sobre ella en aquella dirección. Con estos conceptos se define E.A. como:

$$E.A.(\theta, \varphi) = \frac{A_{efectiva}(\theta, \varphi)}{A_{física}}$$

Este concepto está directamente relacionado con la directividad a través de la expresión:

$$E.A.(\theta, \varphi) = \frac{\lambda^2 D(\theta, \varphi)}{4\pi A_{física}}$$

En antenas de apertura como las bocinas, la E.A. siempre se encuentra en el rango $[0, 1]$.

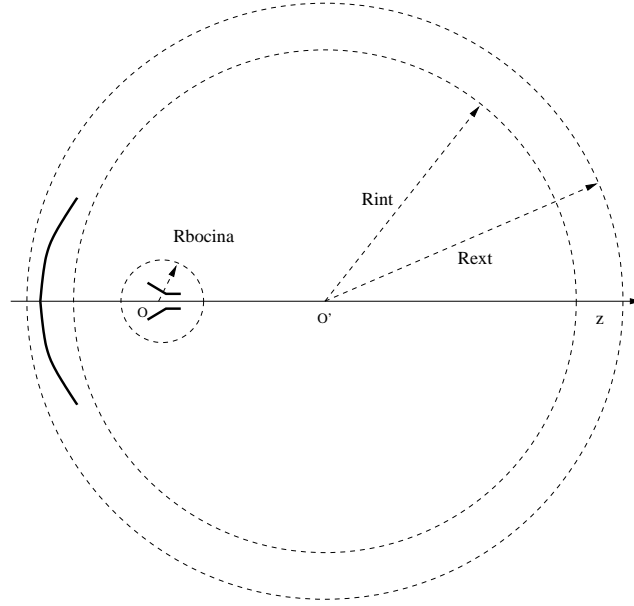


Figura 2.11: Típica disposición de las puertas esféricas en el análisis de reflectores.

2.2.3.3. Desplazamiento de la puerta esférica según \hat{z} .

En la figura 2.11, mostramos la disposición de tres puertas esféricas que delimitan dos subdominios de análisis (el de la bocina y el del paraboloides). Como veremos más adelante, esta estrategia nos permite ser eficientes en el análisis de estas estructuras porque estamos segmentando el problema. Sin embargo, para poder conectar dos puertas esféricas a través de modos esféricos es necesario que estén referidos al mismo sistema de referencia. Vamos a deducir unas expresiones matriciales que transformarán una **M.D.G.** con una puerta esférica, referida a un sistema de coordenadas o , a otra **M.D.G.**, referida a un sistema de coordenadas o' , desplazado una distancia $\overline{o'o}$ en el eje \hat{z} .

En la pag 356 de la referencia [53] y en [56, 57], se detalla el valor de los coeficientes C_{ij} que verifican:

$$\vec{E}_{t_j}(r, \theta, \varphi) = \sum_i C_{ij}(f, \overline{o'o}) \vec{E}_{t_i}(r', \theta', \varphi')$$

Esta expresión asegura que cualquier modo esférico referido a o puede expresarse como un sumatorio de modos esféricos referidos a o' . Entonces, podemos afirmar que para cada vector de coeficientes de ondas esféricas incidentes \bar{a} , podemos encontrar otro equivalente referido a o' sin más que hacer:

$$\bar{a}'_{\{n' \times 1\}} = \overbrace{\begin{bmatrix} C_{11} & \cdots & C_{1n'} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{n'1} & \cdots & C_{n'n'} \end{bmatrix}}^{C_{\{n' \times n'\}}} \cdot \begin{pmatrix} \bar{a}_{\{n \times 1\}} \\ 0 \end{pmatrix}_{\{n' \times 1\}}$$

Para el vector de coeficientes de ondas esféricas reflejadas \bar{b} , se satisface la misma condición. Sin embargo, para desplazar puertas esféricas, trabajaremos con los coeficientes de los modos dispersados \bar{b}_s , en lugar de los reflejados \bar{b} , donde $\bar{b}_s = \bar{b} - \bar{a}$, por producir estos resultados más precisos. El desplazamiento del vector de onda dispersada \bar{b}_s , sigue la misma ley que \bar{b} y \bar{a} .

Además, la matriz $C(f, \overline{o'o})$ cumple:

$$C^{-1}(f, \overline{o'o}) = C^H(f, \overline{o'o})$$

siendo C^H la matriz hermítica de C . Los valores n y n' vienen determinados por la frecuencia y el radio de la puerta esférica. En el capítulo 8 apuntamos una expresión para este número.

Habitualmente, en una antena tenemos dos puertas:

1. una plana por donde aplicamos la excitación y
2. otra esférica que nos permite obtener el diagrama de radiación.

Los modos de cada puerta se sitúan consecutivamente en los vectores de coeficientes. Esta ordenación permite segmentar la **M.D.G.** de la siguiente manera:

$$M.D.G. = \begin{bmatrix} \Gamma & R \\ T & S \end{bmatrix}$$

siendo:

- Γ una submatriz con información sobre la interacción entre modos de la puerta plana.
- S una submatriz con información sobre la interacción entre modos de la puerta plana esférica.
- R y T son submatrices con información sobre la interacción de los modos de la puerta plana con los de la puerta esférica.

Con esta notación podemos escribir la **M.D.G.** referida a o' respecto a las submatrices de la **M.D.G.** referida a o :

$$M.D.G.' = \begin{bmatrix} \Gamma & R \cdot C_{\{n \times n'\}}^H \\ C_{\{n' \times n\}} \cdot T & C_{\{n' \times n\}} \cdot (S - 1) \cdot C_{\{n \times n'\}}^H + 1 \end{bmatrix}$$

Capítulo 3

Mallados en 2D

El algoritmo mallador es una pieza estratégica dentro de las herramientas para C.A.D. por los siguientes motivos:

- El **M.E.F.** puede estar previsto para analizar formas curvas pero nuestro mallador debe ser capaz de definir éstas correctamente.
- En el bucle de optimización, se ensayan distintas configuraciones geométricas que propician errores en este módulo, que pueden interrumpir el ciclo.
- La precisión del análisis depende del grado de deformación de los elementos en que queda segmentado el dispositivo.
- Las zonas mas abruptas deben mallarse dénsamente para poder describir correctamente allí los campos (convergencia h).

Un punto clave en esta etapa es la definición de las lineas curvas, es decir, qué datos debemos guardar que mejor representen la curva y mejor sirvan para operar con ella. En general, las estrategias que pretenden abordar gran variedad de curvas no ofrecen suficiente robustez. En este capítulo, describiremos las técnicas ensayadas en nuestro trabajo, y criticaremos su validez para ser empleadas en un proceso de diseño iterativo.

Ciertas formas geométricas son especialmente problemáticas: estrechamientos, ángulos muy agudos, etcétera... provocan mallados defectuosos o incluso el fracaso del proceso mallador. Veremos un par de casos.

En esta tesis, nos hemos centrado en el diseño de circuitos plano H, bocinas dieléctricas, corrugadas y reflectores. Cada uno de estos grupos presenta peculiaridades respecto al mallado, que serán objeto de discusión en el último apartado.

3.1. Definición de lineas curvas.

La geometría del dispositivo queda definida a través de una concatenación de lineas rectas y tramos curvos. Tal y como advertíamos anteriormente, el tratamiento de estos últimos es problemático. En concreto, es la forma que empleemos para segmentar la curva, la que constituye el mayor problema, ya

que es ahí donde se nos presentan las limitaciones de precisión numérica de la estructura de datos que utilizemos.

3.1.1. Método iterativo.

Este método segmenta las curvas de forma numérica. Esto le permite no imponer severas restricciones a las curvas admisibles.

3.1.1.1. Descripción.

Se define la curva a través de su expresión analítica dada en forma implícita. Haciéndolo de esta forma, solventamos el problema de la doble evaluación de funciones. Por ejemplo, una circunferencia $f(x, y) = (x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 - r^2$ tiene para cada x_1 dos valores y_1 e y_2 que hacen $f(x_1, y_1) = 0$ y $f(x_1, y_2) = 0$. Una descripción explícita de esta curva precisaría de dos expresiones independientes, constituyendo una fuente de error a la hora de concatenar los tramos debido a las imprecisiones numéricas.

Seguidamente tenemos que segmentar el tramo curvo:

1. *Dividimos el segmento recto que une los extremos de la curva en tantos tramos como queramos segmentar la curva.*
2. *Proyectamos perpendicularmente estos puntos sobre la curva.*
 - a) *Colocamos dos puntos iniciales a_1 y b_1 a cada lado de la curva sobre la recta perpendicular a \overline{IF} sobre el punto de segmentación.*
 - b) *Encontramos $a_{n+1} = \frac{a_n + b_n}{2}$ y evaluamos $f(a_n)$.*
 - c) *Asignamos a b_{n+1} el valor de a_n o b_n de forma que $f(a_{n+1}) \cdot f(b_{n+1}) \leq 0$.*
 - d) *Si $|a_{n+1} - b_{n+1}| < \text{umbral}$ o $f(a_{n+1}) = 0$ terminamos, si no, volver al punto 2b.*

Este algoritmo aprovecha el cambio de signo entre los espacios en que queda dividido el dominio por la curva $f(x, y) = 0$. Pivota dos puntos en cada espacio hasta que *atrapa* a la curva.

3.1.1.2. Crítica.

Cualquier curva de la que poseamos descripción a través de una función implícita puede definir la geometría del dispositivo. Sin embargo, no es un método robusto porque:

1. La colocación de los dos puntos iniciales a_1 y b_1 es, a su vez, un proceso iterativo que puede fracasar fundamentalmente porque:
 - Saltemos a una zona (subdominio en el que $f(x, y)$ tiene signo constante) delimitada por una rama de la función que no nos interesa (ver la figura 3.2).
 - El proceso de tanteo iterativo agote el número de ciclos máximo sin encontrar dos zonas de distinto signo.

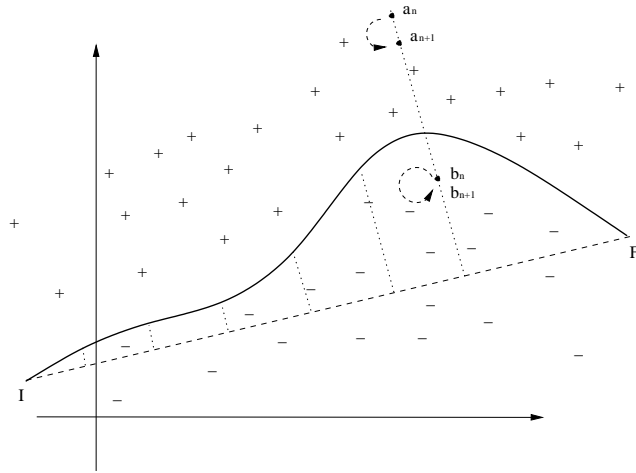


Figura 3.1: Método iterativo. Proyección perpendicular respecto al segmento recto que une los extremos de la curva.

2. Es un algoritmo iterativo que puede agotar su máximo número de ciclos sin satisfacer la condición de parada. Esto puede suceder si los puntos iniciales están muy lejos de la solución.
3. Errores en la precisión de la máquina al evaluar $f(x, y)$ cuando su valor es próximo a cero pueden desestabilizar el algoritmo.

Todos estos inconvenientes pueden ser mitigados, en parte, eligiendo bien los umbrales que, a su vez, dependen de la clase de funciones que manejemos, y de la precisión del tipo de datos utilizado. Además, una correcta programación puede evitar ciertas inestabilidades provenientes de las falsas evaluaciones de $f(x, y)$ que antes comentábamos. Aun así, es posible el fracaso del algoritmo. Por este motivo, nos planteamos seguir otra estrategia.

3.1.2. *Splines* cúbicos.

En esta ocasión, evitamos los errores debidos a los procesos iterativos hallando los cortes con la curva de forma analítica. Perdemos la generalidad que nos daba la representación a través de la función implícita de las curvas a cambio de la interpolación polinómica de puntos sobre el perfil del dispositivo.

3.1.2.1. Descripción.

El proceso es semejante al del caso anterior. Para definir la curva empleamos *splines*, que son concatenaciones de funciones polinómicas de tercer grado. Cada uno de estos tramos es segmentado trazando la recta que une sus extremos y proyectando puntos de la recta sobre la curva, pero ahora con métodos analíticos.

1. La definición exacta de este objeto matemático es [31]:

Sea $\Delta := \{a = x_0 < x_1 < \dots < x_n = b\}$ una partición del intervalo $[a, b]$.

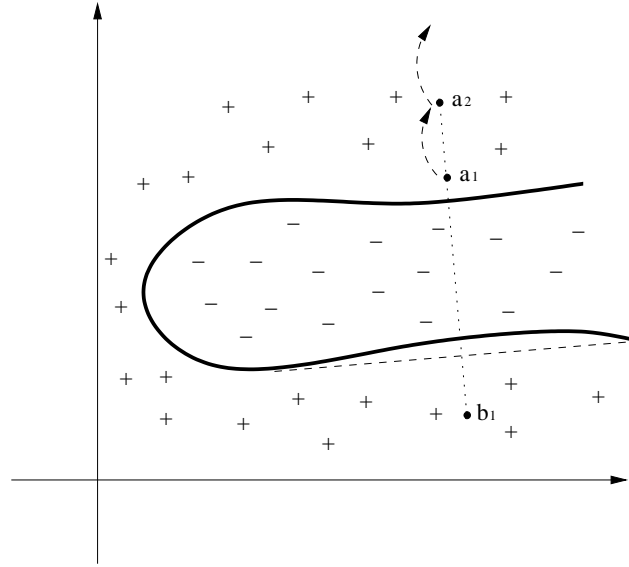


Figura 3.2: El punto b_n busca la zona de signo negativo en la dirección incorrecta porque en la primera iteración salto la región con signo negativo.

Un *spline* cúbico S_Δ en Δ es una función real:

$$S_\Delta : [a, b] \longrightarrow \mathbb{R}$$

con las siguientes propiedades:

- a) $S_\Delta \in C^2[a, b]$, es decir, S_Δ es dos veces diferenciable con continuidad en $[a, b]$.
- b) S_Δ coincide en cada intervalo $[x_i, x_{i+1}]$ $i=0,1,\dots,n-1$ con un polinomio de tercer grado.

Dado un intervalo y una partición Δ , existe más de una función S_Δ que cumple las condiciones anteriores. Para obtener una única solución, debemos conocer además alguna característica del *spline* en los extremos del intervalo. Éstas comúnmente son:

- $y''(a) = y''(b) = 0$
- $y'(a) = y'(b) = 0$
- $y^k(a) = y^k(b)$ $k=1,2,3\dots$
- $y^k(a) = cte_1$; $y^k(b) = cte_2$.

2. Segmentamos la recta \overline{IF} de cada tramo de *spline* y proyectamos perpendicularmente a la recta sobre la curva. Este corte se resuelve de forma analítica a través de métodos de resolución de polinomios de tercer grado [58].

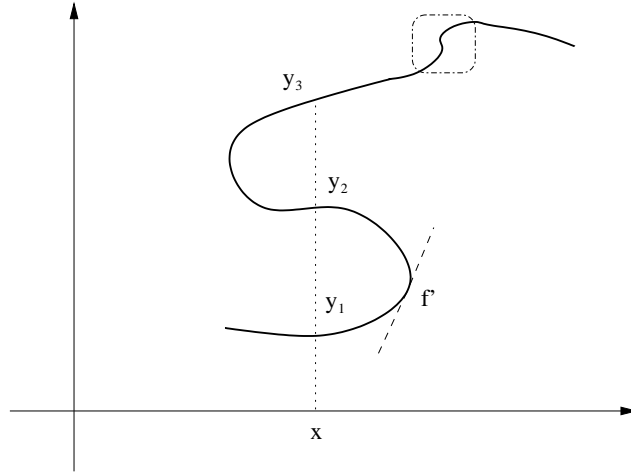


Figura 3.3: Anomalías que las splines no pueden solventar. Multievaluación. Errores numéricos. Puntos de inflexión.

3.1.2.2. Crítica.

Con este método evitamos todos los errores debidos a procesos iterativos, pero seguimos teniendo ciertos problemas que impiden el uso de esta técnica de forma robusta:

La *spline* define todos sus segmentos respecto a un único sistema de referencia. Esto implica lo siguiente:

1. Es imposible definir con una sola de estas curvas perfiles que impliquen funciones multievaluadas, como la representada en la figura 3.3.
2. Geometrías con perfiles casi verticales condicionan mal las matrices porque las derivadas en esos puntos son grandes. Los errores de precisión provocan inexactitudes en la concatenación de tramos.
3. Al ser las *splines* funciones de tercer grado pueden colocar un punto de inflexión entre los extremos del tramo y no proporcionar un perfil *suficientemente* suave.

A la vista de todo esto nos planteamos una tercera opción que solventa todos los inconvenientes.

3.1.3. Polinomios de segundo grado con sistemas de referencia independientes.

Las experiencias con los métodos anteriores nos han enseñado que para construir un perfil curvo de forma robusta tenemos que evitar cualquier algoritmo iterativo y manejar números dentro de la precisión numérica de las estructuras de datos disponibles. Además, no debemos utilizar funciones interpoladoras complejas difíciles de manejar y que no producen curvas *suficientemente* suaves. Nos interesa poder unir puntos cualesquiera, incluidos los casos extremos de la figura 3.3. Por estos motivos, ensayamos con polinomios de segundo orden definidos en sistemas de referencia asociados a cada tramo.

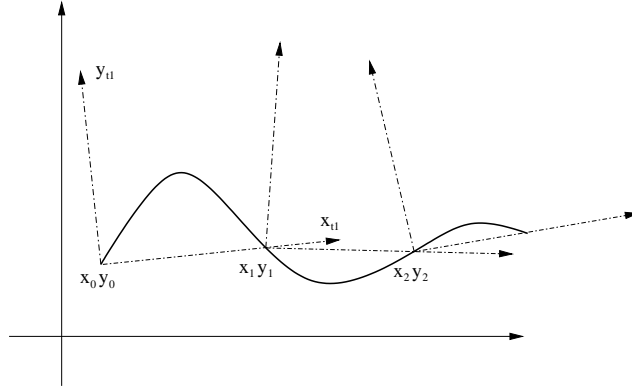


Figura 3.4: Sistemas de referencia locales referidos a cada tramo de la curva.

3.1.3.1. Descripción.

Tenemos $n+1$ puntos $(x_i, y_i) \mid i \in [0, n]$, que definen n tramos y n sistemas de referencia, como se indica en la figura 3.4 y la derivada de la curva en el extremo inicial del primer tramo $\left. \frac{df}{dx} \right|_{x=x_0} = y'$.

Debemos encontrar para cada tramo los coeficientes $a_i, b_i \mid i \in [1, n]$ tales que:

- $f_{t_i}(x_{t_i}) = a_i x_{t_i}^2 + b_i x_{t_i}$
- $f_i(x_i) = y_i, \forall i \in [1, n]$
- $\left. \frac{df_i(x)}{dx} \right|_{x=x_i} = \left. \frac{df_i(x)}{dx} \right|_{x=x_i}, \forall i \in [1, n]$

siendo $f_i(x)$ la función interpoladora del tramo i referida al sistema de referencia global correspondiente a la función parabólica desplazada y girada $f_{t_i}(x_{t_i})$.

Planteamos el siguiente algoritmo de resolución:

1. Referimos la derivada inicial respecto al primer sistema de referencia.

$$y'_{t_1} = \frac{(x_1 - x_0) \cdot y' - (y_1 - y_0)}{(x_1 - x_0) + (y_1 - y_0) \cdot y'}$$

2. Para cada sección i :

- $b_i = y'_{t_i}$
- $a_i = \frac{-b_i}{\sqrt{(x_i - x_{i-1})^2 + (y_i - y_{i-1})^2}}$
- $y'_{t_{i+1}} = \frac{(x_{i+1} - x_i) \cdot aux - (y_{i+1} - y_i)}{(x_{i+1} - x_i) + aux \cdot (y_{i+1} - y_i)}$; siendo $aux = \frac{(x_i - x_{i-1})(-y'_{t_i}) + (y_i - y_{i-1})}{(x_i - x_{i-1}) - (-y'_{t_i})(y_i - y_{i-1})}$

Una vez tenemos los coeficientes de los polinomios referidos a cada sistema de referencia, es sencillo proyectar perpendiculares a la recta que une los puntos extremos de cada tramo.

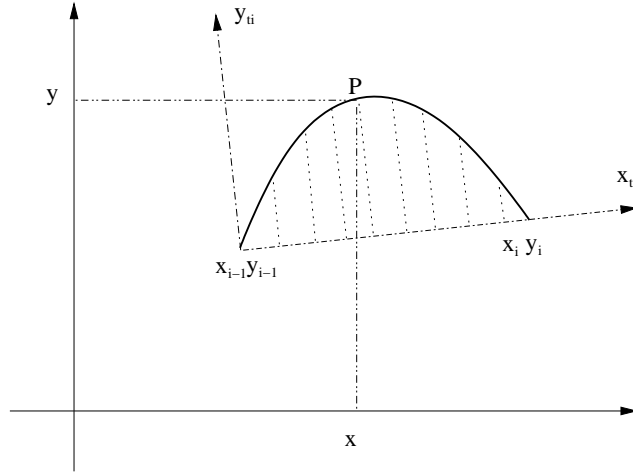


Figura 3.5: Proyección de puntos sobre la parábola del segmento y translación de estos al sistema de referencia global.

Finalmente tenemos que referir todos los datos geométricos respecto a un solo sistema de referencia. Así cada punto (x_{t_i}, y_{t_i}) se corresponde con:

$$\begin{aligned} x &= x_{t_i} \cdot \cos(\alpha) + y_{t_i} \cdot (-\sin(\alpha)) + x_{i-1} \\ y &= x_{t_i} \cdot \sin(\alpha) + y_{t_i} \cdot \cos(\alpha) + y_{i-1} \end{aligned}$$

siendo $\cos(\alpha) = \frac{x_i - x_{i-1}}{\sqrt{(x_i - x_{i-1})^2 + (y_i - y_{i-1})^2}}$ y $\sin(\alpha) = \frac{y_i - y_{i-1}}{\sqrt{(x_i - x_{i-1})^2 + (y_i - y_{i-1})^2}}$ según la figura 3.5.

Existen disposiciones de puntos $(x_i, y_i) \mid i \in [0, n]$ que no permiten una interpolación de este tipo. En la figura 3.6, se muestra un caso en el que la derivada del extremo final de un tramo es trasladada al sistema de referencia del tramo siguiente que no puede ser continuado por una parábola.

La condición que debemos supervisar para saber si el punto $i+1$ es interpolable es:

- Trasladamos el vector $(1, -y'_{t_i})$ al sistema de referencia global:

$$\begin{aligned} x_{deri} &= \cos(\alpha) + (-y'_{t_i}) \cdot (-\sin(\alpha)) \\ y_{deri} &= \sin(\alpha) + (-y'_{t_i}) \cdot \cos(\alpha) \end{aligned}$$

- Condición de interpolabilidad:

$$(x_{deri}, y_{deri}) \cdot (x_{i+1} - x_i, y_{i+1} - y_i) > 0$$

3.1.3.2. Crítica.

1. Este es un método de definición de curvas analítico que permite segmentar de forma muy sencilla y exacta cada tramo.
2. Los valores de los coeficientes permanecen dentro del grado de representación de las estructuras de datos más normales porque modificamos la posición de los ejes de referencia en cada tramo de forma conveniente.

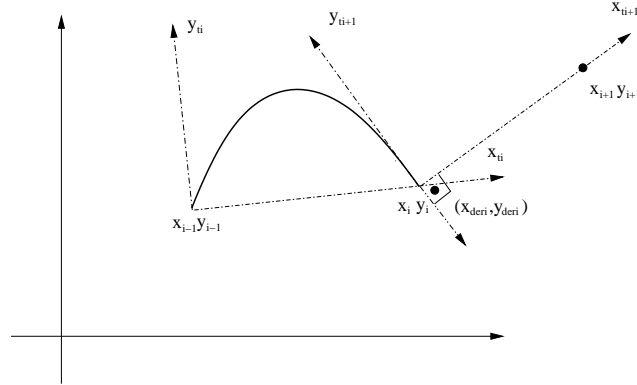


Figura 3.6: La parábola del tramo $i+1$ debe poder tener la misma pendiente en el extremo inicial que la parábola del tramo i en el extremo final.

3. Las operaciones involucradas son pocas y sencillas, no provocan mucha carga computacional, ni inestabilidades numéricas.
4. Este método es muy flexible y robusto a pesar de que no todas las combinaciones de puntos sean interpolables.

3.1.4. Arcos de circunferencia.

En este trabajo, empleamos puertas esféricas para utilizar el **M.E.F.** en antenas [59]. La definición de este tipo de curvas, podría aproximarse a través del método descrito anteriormente, pero siendo esta puerta de uso tan frecuente, hemos establecido un método exclusivo para su correcta y exacta segmentación.

3.1.4.1. Descripción.

La situación más común de utilización de la puerta esférica en este trabajo es para cerrar el extremo radiante de bocinas. La simetría de rotación permite reducir la esfera a circunferencia, como indica la figura 3.7.

Los datos de entrada son: el radio R , ángulo inicial $\theta_{inicial}$, ángulo final θ_{final} , centro (x_c, y_c) y el número de segmentos n . Así, de forma analítica segmentamos el arco de circunferencia:

$$\begin{aligned} x_i &= x_c + R \cdot \cos \left(\theta_{inicial} + (\theta_{final} - \theta_{inicial}) \cdot \frac{i}{n} \right) \\ y_i &= y_c + R \cdot \sin \left(\theta_{inicial} + (\theta_{final} - \theta_{inicial}) \cdot \frac{i}{n} \right) \end{aligned}$$

3.2. Mallado de circuitos.

Una vez definido un método robusto que describe el perfil del dispositivo, podemos encontrarnos con el problema de ser capaces de analizar geometrías que luego no podamos fabricar. En el proceso de diseño no queremos considerar toda la flexibilidad del mallador, sino asumir las restricciones debidas a la tecnología de fabricación que vayamos a utilizar.

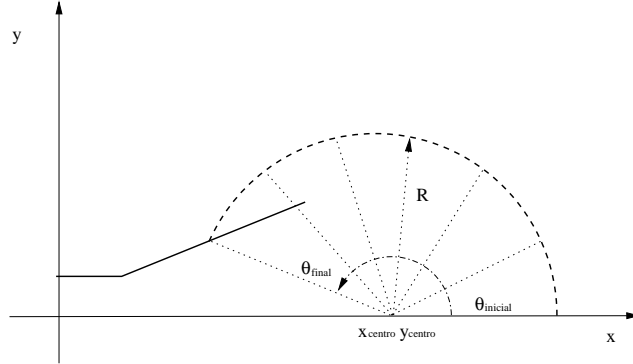


Figura 3.7: Descripción geométrica de una puerta esférica.

En este apartado, también comentaremos distintas opciones que se nos pueden plantear a la hora de mallar ciertas estructuras. Esta elección repercute directamente en el tiempo de análisis y en su precisión.

3.2.1. Mallados de circuitos plano H.

Este tipo de circuitos suelen fabricarse en una estación de mecanizado que practica una erosión mecánica sobre un bloque de metal. Sólo se precisa control numérico a lo largo de dos dimensiones ya que la profundidad es constante.

3.2.1.1. Radio de curvatura mínimo.

La estación de mecanizado emplea una fresa que permite erosionar con un radio de curvatura mínimo R_{min} . Este radio tiene un valor ligeramente mayor al radio de la fresa más fina (ver figura 3.8). Las características mecánicas que limitan este radio son: la resistencia a las vibraciones de la fresadora y la dureza del metal que se erosiona.

Por lo tanto, debemos ser capaces de proporcionar perfiles con radios de curvatura superiores al de la fresa mínima. La expresión del radio de curvatura de una función $f(x)$ en x_0 es [60]:

$$R = \frac{\left[1 + \left(\frac{df}{dx} \Big|_{x_0} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}}}{\frac{d^2f}{dx^2} \Big|_{x_0}}$$

En el caso de que $f(x)$ sea una parábola como la utilizada en 3.1.3 de la forma $f(x) = ax^2 + bx$, el radio queda:

$$R_{parb}(x) = \frac{\left[1 + (2ax + b)^2 \right]^{\frac{3}{2}}}{2a} \quad (3.1)$$

En este trabajo, todas los diseños plano H se han obtenido aplicando la restricción $R_{parb} > R_{min}$.

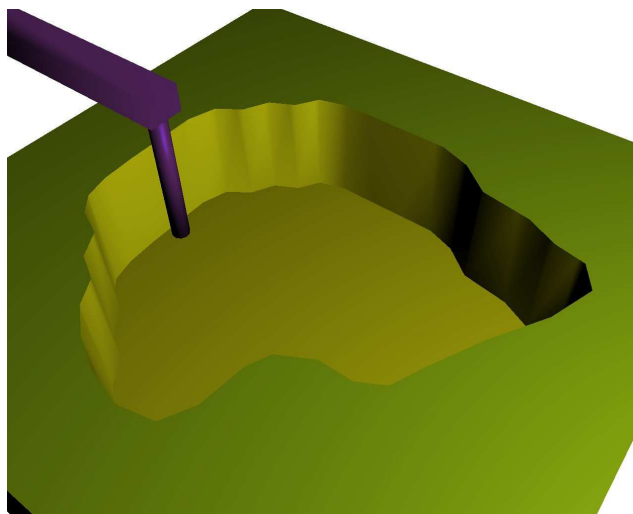


Figura 3.8: Fabricación de circuitos plano H.

3.2.1.2. Picos salientes.

La fresa de una estación de mecanizado no puede erosionar picos salientes, como el mostrado en la figura 3.9.

Las partes del circuito que tuvieran estos *salientes*, tendrían que ser aborados con otra técnica, como la electroerosión por hilo. Esta segmentación del ciclo de fabricación encarecería el proceso. Por esto, restringimos también nuestro espacio de diseño a aquellas estructuras sin *salientes*.

Sin embargo, no hay ningún problema con los picos entrantes. Como se muestra en la figura 3.9, la fresa puede practicar estas formas.

3.2.2. Bocinas dieléctricas.

Estas estructuras pueden entenderse como transiciones entre dos medios; uno guiado con dimensiones pequeñas comparadas a las del segundo medio, el espacio abierto. Este hecho condiciona la geometría del dispositivo y acarrea la siguiente problemática.

3.2.2.1. Cambios de anchura.

Tenemos que mallar con elementos de un tamaño diez veces menor que la longitud de onda una estructura de gran longitud eléctrica. La diferencia de anchura entre la boca de entrada y la radiante propicia el fracaso de los algoritmos de posicionamiento de nodos.

La manera de afrontar este problema es segmentando el mallado en secciones de dimensiones uniformes que luego unimos. No debemos confundir esta segmentación geométrica con la segmentación eléctrica de **S.F.E.L.P.**, que implicaría una expansión modal para unir las partes. Aquí hablamos de yuxtaposición de mallados.

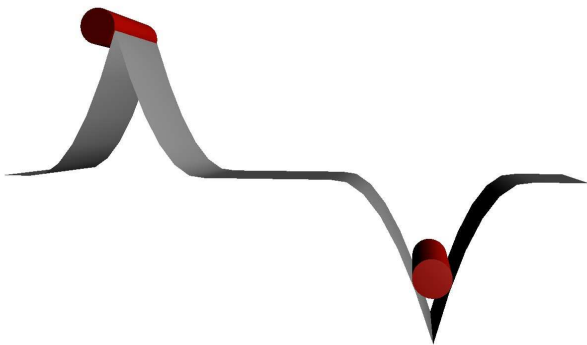


Figura 3.9: Perfil con picos entrante y saliente.

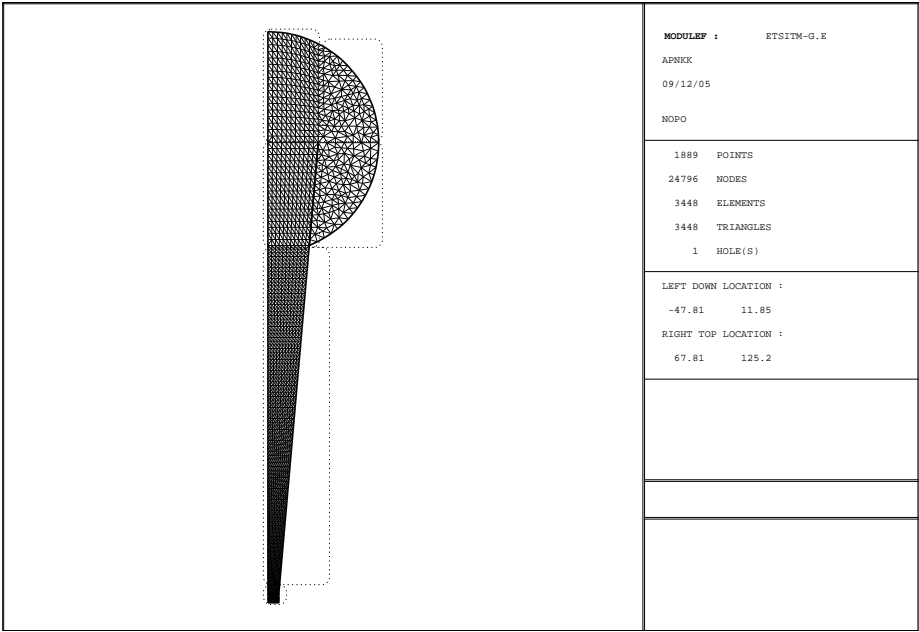


Figura 3.10: Mallado de una estructura grande constituido como yuxtaposición de otros mallados más pequeños.

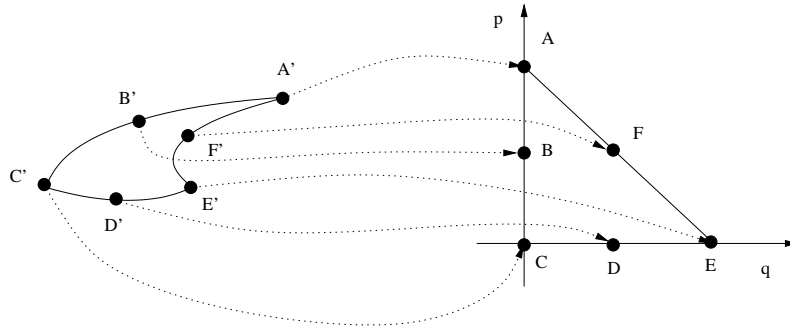


Figura 3.11: Elemento muy deformado y su relación con el de referencia.

3.2.2.2. Vértices agudos.

El inconveniente de los elementos posicionados en estas zonas es que el **M.E.F.** opera sobre el de referencia. Estos cálculos son trasladados a cada elemento a través del Jacobiano de la transformación geométrica. Elementos muy deformados respecto al de referencia, como el mostrado en la figura 3.11, provocan errores en los cálculos.

En este caso, la segmentación puede paliar el problema, pero sólo en parte. En regiones como ésta, la variación del campo puede ser grande y el uso de elementos específicamente diseñados puede estar recomendado. En [61], puede encontrarse información más completa.

3.2.2.3. Bloques encajables.

El método de fabricación más apropiado para bocinas con simetría de revolución es el torno. Si nuestro diseño incluye dieléctricos estos deben ser encajables. Así, podremos fabricar cada parte independientemente. Para lograr esto, las curvas que limitan las regiones deben ser crecientes respecto al eje de rotación. En la figura 3.12, se muestra una bocina de tres piezas (metal y dos dieléctricos) encajables.

3.2.3. Reflectores.

Para analizar reflectores con el **M.E.F.** cabría la posibilidad de seguir la misma estrategia que con la bocinas, y encerrar la antena en una puerta esférica. El problema inmediato es que el diámetro de un reflector compacto es de alrededor de treinta longitudes de onda. El número de elementos sería demasiado grande. Para estas antenas proponemos una segmentación (eléctrica ahora) que nos permita analizar por separado el alimentador y el reflector. El reflector quedaría encajado entre dos puertas esféricas, de modo que el mallado sea mínimo. La manera de disponer estas puertas depende de la forma del reflector (ver figura 3.13). Ensayaremos todas las disposiciones de puertas esféricas posibles y nos quedaremos con la que menor número de elementos necesite.

Las características del reflector parabólico de referencia son:

- $\frac{f}{D} = 0,25$

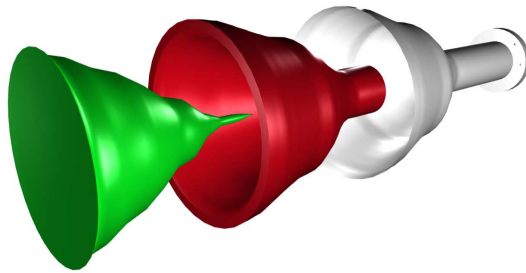


Figura 3.12: Diseño de piezas encajables.

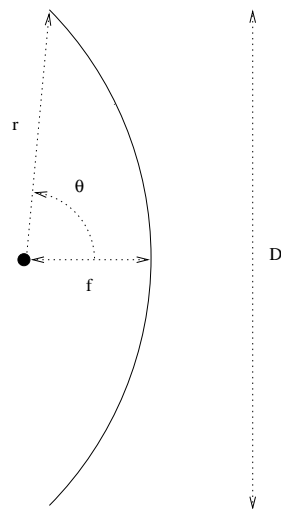


Figura 3.13: Parámetros geométricos de un reflector parabólico.

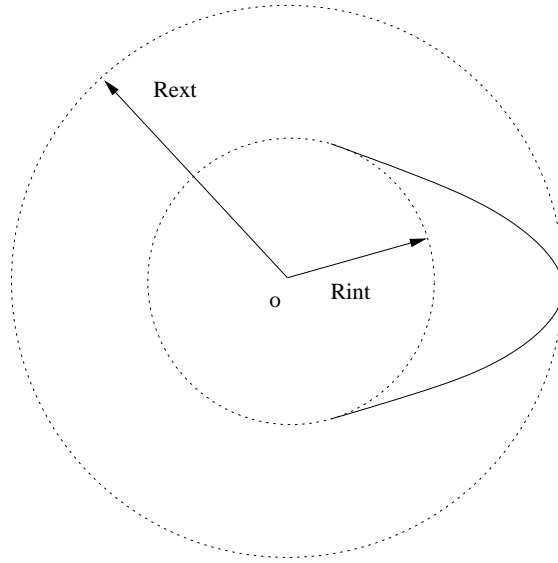


Figura 3.14: Primera disposición de las puertas esféricas.

- $f = 1$
- $\theta = 90$

3.2.3.1. Primera disposición.

La circunferencia interior es tangente a la parábola en los extremos y la circunferencia exterior tiene el mismo centro que la primera pasando por el vértice de la parábola.

En general, la expresión del radio y del centro de una circunferencia tangente a las ramas de una parábola $y = ax^2$; $\left(a = \frac{1}{4f}\right)$ tiene la expresión:

- $R_t = \sqrt{x_0^2 + \left(\frac{1}{2a}\right)^2}$
- Centro $\left(0, \frac{1}{2a} + ax_0^2\right)$
- Punto de tangencia (dato): (x_0, ax_0^2)

Esta circunferencia es siempre inscrita a la parábola. Para ver esto utilizamos la expresión de la curvatura que ya encontramos en 3.1 y hacemos:

$$\frac{R_{Parb}}{R_t} = \frac{\frac{(1+(2ax)^2)^{\frac{3}{2}}}{2a}}{\sqrt{x^2 + \left(\frac{1}{2a}\right)^2}} = 1 + (2ax)^2 > 1$$

Seguros ya de que la parábola queda encajada dentro de las circunferencia, calculamos:

- $R_{interior} = \sqrt{8}$
- $R_{exterior} = 3$
- $Superficie = \pi$

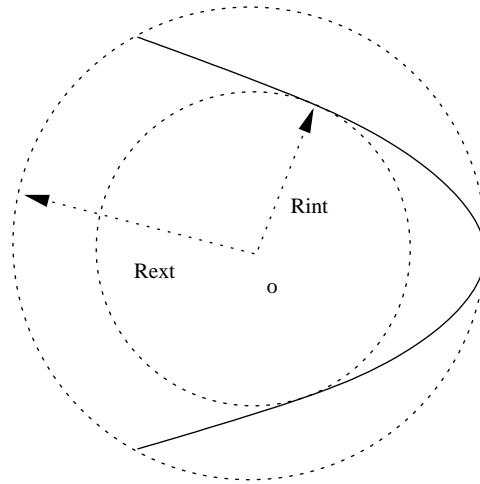


Figura 3.15: Segunda disposición de las puertas esféricas.

3.2.3.2. Segunda disposición.

La circunferencia exterior pasa por el vértice y los extremos de la parábola. La interior tiene el mismo centro y es tangente a la parábola.

- $R_{interior} = \sqrt{6}$
- $R_{exterior} = \frac{5}{2}$
- $Superficie = \frac{\pi}{4}$

3.2.3.3. Tercera disposición.

La circunferencia interior tiene un radio igual al radio de curvatura de la parábola en el vértice y pasa por ese mismo punto. La circunferencia exterior tiene el mismo centro que la anterior y pasa por los extremos de las ramas de la parábola.

- $R_{interior} = 2$
- $R_{exterior} = \sqrt{5}$
- $Superficie = \pi$

3.2.3.4. Cuarta disposición.

Como caso intermedio a las dos disposiciones anteriores, podemos situar la circunferencia interior tangente a la parábola en un punto arbitrario $(\pm x_0, y_0 = ax_0^2)$ y la exterior con el mismo centro pasando por los extremos de las ramas. Así, el centro, radios y área quedan en función de x_0 que varía entre 0 y $\sqrt{2}$ en este ejemplo. Los extremos se corresponden con la disposición tercera y segunda respectivamente.

- $R_{interior}(x_0) = \sqrt{x_0^2 + 4}$

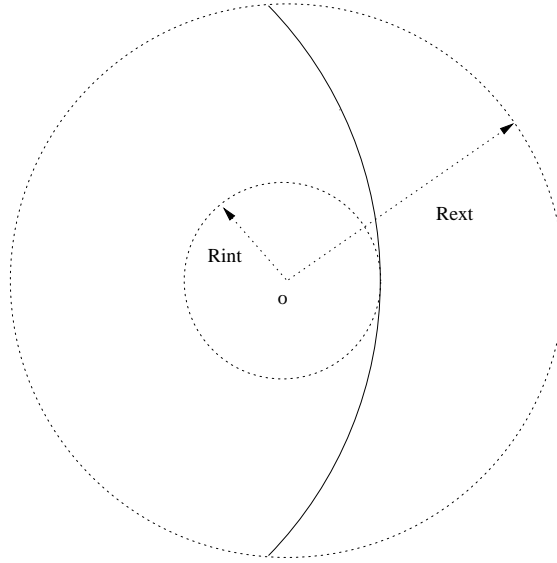


Figura 3.16: Tercera disposición de las puertas esféricas.

- $R_{exterior}(x_0) = \sqrt{\left(\frac{1}{4}x_0^2 + 1\right) + 4}$
- $Superficie(x_0) = \pi \left\{1 - \frac{1}{2}x_0^2 + \frac{1}{16}x_0^4\right\}$

Haciendo $\frac{dSuperficie(x_0)}{dx_0} = 0$ tenemos:

- $x_0 = 2$ es un mínimo fuera del dominio.
- $x_0 = 0$ es un máximo.

Luego la segunda disposición es la más ventajosa. Además, en todas las disposiciones, el foco, donde se situaría el alimentador, queda fuera del subdominio comprendido por las puertas esféricas. Así podemos encerrar el alimentador en otra puerta esférica constituyendo otro subdominio.

De todos modos a la hora de mallar el reflector no se ajustan las circunferencias al dispositivo sino que se deja un margen que aleja la discontinuidad de las puertas. Esto hace que el número de modos sobre los que proyectamos el campo en las puertas pueda ser menor.

Capítulo 4

Análisis: S.F.E.L.P. en 2D.

El **M.E.F.** es una herramienta muy flexible y adecuada para el diseño. Prácticamente no existe limitación en las formas geométricas analizables, y puede ser aplicado en dispositivos pasivos y antenas, si hacemos uso de las puertas adecuadas. Resulta, además, un método eficiente si:

- utilizamos un elemento que proporcione precisión en el análisis,
- segmentamos convenientemente el circuito,
- adecuamos la formulación a las geometrías del dispositivo,
- empleamos técnicas de barrido en frecuencia.

En este capítulo, mostraremos la formulación empleada en esta tesis. El desarrollo del método **S.F.E.L.P.** en **3-D** está descrito en [47]. Reproduciremos ese desarrollo, y lo particularizaremos para dos geometrías concretas:

- Estructuras plano-H.
- Estructuras con simetría de revolución.

Por último, veremos como encontramos la respuesta en banda a través del método de Lanczos y del método de las aproximaciones racionales.

4.1. Formulación del **M.E.F.**

Empleamos la expresión para el campo magnético en un dominio V libre de cargas, lineal (incluyendo los casos de anisotropía y heterogeneidad), limitado por puertas y conductor perfecto:

4.1.1. Desde las ecuaciones de *Maxwell*.

El planteamiento del problema en el dominio de la frecuencia es:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \vec{B} \quad (4.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega \vec{D} \quad (4.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (4.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (4.4)$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (4.5)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad \forall (x, y, z) \in V \subset \mathbb{R}^3 \quad (4.6)$$

con las condiciones de contorno:

1. $\hat{n}_0 \times \vec{E} = 0 \rightarrow \hat{n}_0 \times \varepsilon_r^{-1} \vec{D} = 0 \rightarrow \hat{n}_0 \times [\varepsilon_r^{-1} \nabla \times \vec{H}] = 0$, siendo \hat{n}_0 un vector unitario normal y de sentido saliente al volumen V sobre la superficie conductora.
2. Excitaciones en las puertas.

Operamos para obtener una expresión que gobierne el comportamiento de \vec{H} :

- De 4.1 y 4.6 :

$$\nabla \times (\varepsilon^{-1} \vec{D}) = -j\omega \mu \vec{H} \quad (4.7)$$

- De 4.7 y 4.2:

$$\nabla \times \left\{ \varepsilon^{-1} \frac{\nabla \times \vec{H}}{j\omega} \right\} = -j\omega \mu \vec{H}$$

- Obteniendo finalmente:

$$\nabla \times \left\{ \varepsilon_r^{-1} (\nabla \times \vec{H}) \right\} - \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \mu_r \vec{H} = 0 \quad (4.8)$$

El dominio al que pertenece \vec{H} es el de las funciones $\mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{C}^3$ que cumplen las condiciones de contorno 1 y 2 con las propiedades necesarias para que todas las operaciones realizadas hasta ahora y las que siguen sean aplicables. Llamaremos a este conjunto Ω .

El conjunto formado por todas las funciones que satisfacen 4.8 está contenido en el conjunto de soluciones que satisfacen:

$$\int_V \vec{W} \cdot \left\{ \nabla \times \left\{ \varepsilon_r^{-1} (\nabla \times \vec{H}) \right\} - \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \mu_r \vec{H} \right\} dV = 0 \quad \forall \vec{W} \in \Omega, \vec{H} \in \Omega \quad (4.9)$$

A su vez las funciones \vec{H} que cumplen 4.9 están contenidas en el conjunto de soluciones de:

$$\begin{aligned} & \int_V \left\{ \nabla \times \vec{W} \cdot (\varepsilon_r^{-1} \nabla \times \vec{H}) - k_0^2 \vec{W} \cdot (\mu_r \vec{H}) \right\} dV - \\ & - \int_S \left\{ \vec{W} \times (\varepsilon_r^{-1} \nabla \times \vec{H}) \right\} \cdot \hat{n}_0 dS = 0 \quad \forall \vec{W} \in \Omega, \vec{H} \in \Omega \end{aligned} \quad (4.10)$$

siendo:

- S la superficie que limita V.
- $k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0$

La expresión 4.10 fue obtenida aplicando:

- la identidad vectorial:

$$\nabla \cdot (\vec{f} \times \vec{g}) = (\nabla \times \vec{f}) \cdot \vec{g} - \vec{f} \cdot (\nabla \times \vec{g}) \quad (4.11)$$

- y el teorema de Gauss:

$$\int_V \nabla \cdot \vec{f} \, dV = \int_S \vec{f} \cdot \hat{n}_0 \, dS \quad (4.12)$$

Usando 4.11 y 4.12 tenemos la identidad vectorial:

$$\begin{aligned} \int_V \vec{W} \cdot \left\{ \nabla \times \left\{ \varepsilon_r^{-1} (\nabla \times \vec{H}) \right\} \right\} dV = \\ \int_V \left\{ \nabla \times \vec{W} \cdot (\varepsilon_r^{-1} \nabla \times \vec{H}) - k_0^2 \vec{W} \cdot (\mu_r \vec{H}) \right\} dV - \int_S \left\{ \vec{W} \times (\varepsilon_r^{-1} \nabla \times \vec{H}) \right\} \cdot \hat{n}_0 dS \end{aligned} \quad (4.13)$$

que aplicado a 4.9 conduce a 4.10.

Recordamos que $\vec{W} \in \Omega$ satifa las condiciones de contorno. Aplicando la propiedad vectorial $(\vec{A} \times \vec{B}) \cdot \vec{C} = (\vec{C} \times \vec{A}) \cdot \vec{B}$, las relaciones 4.2 y 4.6 y considerando P puertas tenemos:

$$\begin{aligned} \int_S \left\{ \vec{W} \times (\varepsilon_r^{-1} \nabla \times \vec{H}) \right\} \cdot \hat{n}_0 dS = - \int_S \left\{ \hat{n}_0 \times (\varepsilon_r^{-1} \nabla \times \vec{H}) \right\} \cdot \vec{W} dS = \\ = j\omega\varepsilon_0 \sum_{i=1}^P \int_{S_i} \vec{W} \cdot (\hat{n}_i \times \vec{E}_t^i) dS_i \end{aligned} \quad (4.14)$$

siendo \hat{n}_i un vector unitario entrante al volumen definido por V y perpendicular al acceso i.

Como vimos en el capítulo 2, el campo tangencial en las puertas es de la forma:

$$\vec{E}_t^i = \sum_{k=1}^{\infty} V_k^i(u_{3_i}) \vec{e}_{t_k}^i(u_{1_i}, u_{2_i}) \quad (4.15)$$

$$\vec{H}_t^i = \sum_{k=1}^{\infty} I_k^i(u_{3_i}) \vec{h}_{t_k}^i(u_{1_i}, u_{2_i}) \quad (4.16)$$

En la práctica, estas sumas no se consideran sobre todos los modos, sino sólo sobre una cantidad de ellos que asegure un grado razonable de convergencia de la solución final a la solución real.

Con 4.10, 4.14 y 4.15 obtenemos la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \int_V \left\{ \nabla \times \vec{W} \cdot (\varepsilon_r^{-1} \nabla \times \vec{H}) - k_0^2 \vec{W} \cdot (\mu_r \vec{H}) \right\} dV - \\ - j\omega\varepsilon_0 \sum_{i=1}^P \sum_{k=1}^{\infty} V_k^i(u_{3_i}) \int_{S_i} \vec{W} \cdot (\hat{n}_{3_i} \times \vec{e}_{t_k}^i(u_{1_i}, u_{2_i})) dS_i = 0 \quad \forall \vec{W} \in \Omega, \vec{H} \in \Omega \end{aligned} \quad (4.17)$$

Llegando a este punto, podemos decir que si encontramos las soluciones de 4.17, tenemos un conjunto que contiene la solución del problema definido por las ecuaciones 4.1 a 4.6. Si este conjunto contiene un único elemento, entonces éste es la solución de nuestro problema original.

4.1.2. Discretización. Método de Galerking.

Pero no vamos a resolver el problema 4.17 en el espacio de funciones Ω , sino que lo haremos en un subconjunto de Ω , que llamaremos Ψ , con estructura de espacio vectorial de dimensión finita ($\dim(\Psi)=N$), de tal manera que podamos definir en el una base $\{T\}$.

$$\int_V \left\{ \nabla \times \vec{W} \cdot (\varepsilon_r^{-1} \nabla \times \vec{H}) - k_0^2 \vec{W} \cdot (\mu_r \vec{H}) \right\} dV - j\omega\varepsilon_0 \sum_{i=1}^P \sum_{k=1}^{\infty} V_k^i(u_{3_i}) \int_{S_i} \vec{W} \cdot (\vec{u}_{3_i} \times \vec{e}_{t_k}^i(x_i, y_i)) dS_i = 0 \quad \forall \vec{W} \in \Psi, \vec{H} \in \Psi \quad (4.18)$$

En todo momento asumimos que la solución al problema 4.18 es única. Lo mismo decimos del problema 4.17, y que conforme el espacio de funciones Ψ aproxime mejor al espacio Ω , más próximas serán las soluciones de los distintos problemas respecto de alguna norma ($e = \|\vec{u} - \vec{u}'\|$, siendo \vec{u} solución de 4.17 y \vec{u}' solución de 4.18; sobre la convergencia del método existen algunos resultados en [22] pero no para espacios de funciones complejas como las nuestras).

Podemos llegar a una formulación más compacta del problema 4.18 haciendo uso de las propiedades de los espacios vectoriales. Así podemos expresar las funciones \vec{H} y \vec{W} como:

$$\begin{aligned} \vec{H} &= \{T\} \{H_c\} \quad \{H_c\} \in C^N \\ \vec{W} &= \{T\} \{W_c\} \quad \{W_c\} \in C^N \end{aligned}$$

Quedando:

$$\{W_c\}^T [G \{H_c\} - j\omega\varepsilon_0(B) \{V\}] = 0 \quad \forall \{W_c\} \in C^N \quad (4.19)$$

siendo:

- $\{V\} = \langle V_1^1 \dots V_{k_1}^1 \dots V_1^P \dots V_{k_P}^P \rangle \in C^Q$, siendo V_k^i la amplitud del campo transversal del modo k en la puerta i a una distancia fija $u_{3_i}^0$. Q es el número total de modos considerando todas las puertas $= \sum_{i=1}^P k_i$.

Q será un número natural y no un límite infinito como en 4.18, porque hemos truncado el número de modos k_i en cada puerta a un valor finito que, no obstante, asegure una buena convergencia de la solución.

- (B) es una matriz de dimensión $N \times Q$ obtenida según:

$$\begin{bmatrix} \int_{S_1} \vec{T}_1 \cdot (\hat{u}_{3_1} \times \vec{e}_{t_1}^1(u_{1_1}, u_{2_1})) dS_1 & \dots & \int_{S_P} \vec{T}_1 \cdot (\hat{u}_{3_P} \times \vec{e}_{t_{k_P}}^P(u_{1_P}, u_{2_P})) dS_P \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \int_{S_1} \vec{T}_N \cdot (\hat{z}_{3_1} \times \vec{e}_{t_1}^1(u_{1_1}, u_{2_1})) dS_1 & \dots & \int_{S_P} \vec{T}_N \cdot (\hat{u}_{3_P} \times \vec{e}_{t_{k_P}}^P(u_{1_P}, u_{2_P})) dS_P \end{bmatrix}$$

- G es una matriz $N \times N$ cuya posición ij se obtiene según:

$$\int_V \left\{ \nabla \times \vec{T}_j \cdot (\varepsilon_r^{-1} \nabla \times \vec{T}_i) - k_0^2 \vec{T}_j \cdot (\mu_r \vec{T}_i) \right\} dV$$

El problema 4.19 es equivalente a:

$$[G \{H_c\} = j\omega\varepsilon_0 (B) \{V\}] \quad \{H_c\} \in C^N \quad (4.20)$$

Con esta formulación, ya podríamos conocer el campo \vec{H} dadas unas condiciones de contorno V en las puertas sin más que resolver el sistema lineal planteado en 4.20. Pero, realmente estamos interesados en los parámetros S , de modo que para deducirlos nos fijaremos en las siguientes circunstancias.

Sabemos que en virtud de la ortogonalidad de los modos en cada puerta:

$$\int_{S_i} \vec{h}_{t_{k_1}}^i \cdot \left(\vec{u}_{3_i} \times \vec{e}_{t_{k_2}}^i(u_{1_i}, u_{2_i}) \right) dS_i \neq 0 \leftrightarrow k_1 = k_2$$

Así podemos escribir

$$\int_{S_i} \vec{H} \cdot \left(\vec{z}_i \times \vec{e}_{t_k}^i(x_i, y_i) \right) dS_i = I_k^i \Delta_k^i \quad (4.21)$$

$$\text{con } \Delta_k^i = \int_{S_i} \vec{h}_{t_k}^i \cdot \left(\vec{z}_i \times \vec{e}_{t_k}^i(x_i, y_i) \right) dS_i$$

El primer término de la igualdad 4.21 puede escribirse como $\sum_{j=1}^N H_{c_j} b_{k^j}^i$. Sustituyendo este término en 4.21 nos queda

$$\sum_{j=1}^N H_{c_j} b_{k^j}^i = I_k^i \Delta_k^i$$

que se puede expresar así

$$(\Delta) \{I\} = (B)^T \{H_c\} \quad (4.22)$$

siendo:

- $(\Delta) = \text{diag}(\Delta_1^1 \dots \Delta_{k_1}^1 \dots \Delta_1^P \dots \Delta_{k_P}^P)$ una matriz $Q \times Q$.
- $\{I\} = \langle I_1^1 \dots I_{k_1}^1 \dots I_1^P \dots I_{k_P}^P \rangle^T$

Con 4.22 y 4.20 podemos escribir:

$$(\Delta) \{I\} = j\omega\varepsilon_0 (B)^T G^{-1} (B) \{V\}$$

Esta ecuación nos permite conocer los parámetros Y a falta de invertir la matriz (Δ) . Esta operación no es tan costosa como podría parecer ya que se trata de una matriz diagonal, siendo su inversa otra matriz diagonal con elementos Δ_{ii}^{-1} . Aun teniendo esta posibilidad existe otra equivalente. Podemos elegir los valores de $\vec{e}_{t_k}^i$ y $\vec{h}_{t_k}^i$ de modo que (Δ) sea igual a la matriz identidad. De este modo también conseguimos que los valores $\{I\}$ y $\{V\}$ se correspondan con las tensiones y corrientes equivalentes para una $Z_0 = 1$.

Los nuevos modos en las puertas serían:

$$\begin{aligned} \vec{e}_{N t_k}^i &= \frac{\vec{e}_{t_k}^i}{\sqrt{\Delta_k^i}} \\ \vec{h}_{N t_k}^i &= \frac{\vec{h}_{t_k}^i}{\sqrt{\Delta_k^i}} \end{aligned}$$

Con este convenio para la selección de la amplitud de los campos, la matriz Y finalmente queda:

$$M.A.G.(k) = j \frac{k}{\eta_0} B_N^T(k) [G_0 - (k^2 - k_0^2) M]^{-1} B_N(k) \quad (4.23)$$

siendo:

- $G_0 = K - k_0^2 M$.
- K y M son las matrices de masa y rigidez complejas, dispersas y simétricas de dimensión N .

Tenemos que mallar todo el volumen, y lo hacemos con el elemento descrito por *Webb* en [62] con variación lineal en la componente tangencial y cuadrática en la normal (L.T./Q.N.).

4.1.3. Obtención de los parámetros S

Todas las operaciones realizadas hasta ahora nos permiten obtener la matriz de admitancia de cualquier estructura limitada por conductor perfecto con accesos planos. Para transformar esta matriz en la de dispersión multimodo y multipuerta, hacemos uso de las relaciones que tienen las tensiones y corrientes equivalentes con los vectores de onda incidente y regresiva para una $Z_{ref} = Z_0 = 1$.

$$\begin{aligned} \{a\} &= \frac{\{V\} + \{I\}}{\sqrt{8}} \\ \{b\} &= \frac{\{V\} - \{I\}}{\sqrt{8}} \\ S \{a\} &= \{b\} \end{aligned}$$

$$S = [Id + Y]^{-1} [Id - Y] = [Id + Y]^{-1} - [Id + Y]^{-1} [[Id + Y] - Id] = 2 [Id + Y]^{-1} - Id$$

4.1.4. Estructuras plano-H.

Una estructura plano-H es aquella que presenta una geometría con simetría de translación en el eje \hat{y} y las normales a los accesos planos son perpendiculares al mismo eje. Podemos encontrar divisores de potencia en T, codos, desfasadores, etc... dentro de este grupo. En la figura 4.1, mostramos una estructura con esta simetría.

Inspirándonos en la dependencia con la variable y de la expresión de los modos en las puertas rectangulares (vistas en 2.2.1), expresamos los campos \vec{E} y \vec{H} como una serie infinita de funciones trigonométricas. Así, para medios cuya ϵ y μ sean matrices diagonales independientes de la variable y los campos eléctricos y magnéticos quedan:

$$\begin{aligned} \vec{E}(x, y, z) &= \sum_{n=0}^{\infty} E_x(x, z) \cdot \text{sen}(k_y y) \cdot \vec{x} + E_y(x, z) \cdot \cos(k_y y) \cdot \vec{y} + E_z(x, z) \cdot \text{sen}(k_y y) \cdot \vec{z} \\ \vec{H}(x, y, z) &= \sum_{n=0}^{\infty} H_x(x, z) \cdot \cos(k_y y) \cdot \vec{x} + H_y(x, z) \cdot \text{sen}(k_y y) \cdot \vec{y} + H_z(x, z) \cdot \cos(k_y y) \cdot \vec{z} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Si sustituimos las expresiones 4.24 en las ecuaciones de *Maxwell* para espacios sin fuentes encontramos que las relaciones entre las funciones deben satisfacerse



Figura 4.1: Dispositivo de tres puertas en guíaonda plano-H.

para cada componente del sumatorio de forma independiente. De esta forma, se puede resolver el problema electromagnético separadamente para cada valor de n , y eliminar la variable y de las ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 & \left(k_y \cdot E_z(x, z) - \frac{\partial E_y(x, z)}{\partial z}, \frac{\partial E_z(x, z)}{\partial z} - \frac{\partial E_x(x, z)}{\partial x}, \frac{\partial E_y(x, z)}{\partial x} - k_y \cdot E_x(x, z) \right) = \\
 & = -j\omega\mu (H_x(x, z), H_y(x, z), H_z(x, z)) \\
 & \left(-k_y \cdot H_z(x, z) - \frac{\partial H_y(x, z)}{\partial z}, \frac{\partial H_z(x, z)}{\partial z} - \frac{\partial H_x(x, z)}{\partial x}, \frac{\partial H_y(x, z)}{\partial x} + k_y \cdot H_x(x, z) \right) = \\
 & = j\omega\varepsilon (E_x(x, z), E_y(x, z), E_z(x, z)) \\
 & \left(\frac{\partial(\varepsilon_{xx}(x, z)E_x(x, z))}{\partial x}, -k_y \cdot \varepsilon_{yy}(x, z) \cdot E_y(x, z), \frac{\partial(\varepsilon_{zz}(x, z)E_z(x, z))}{\partial z} \right) = 0 \\
 & \left(\frac{\partial(\mu_{xx}(x, z)H_x(x, z))}{\partial x}, k_y \cdot \mu_{yy}(x, z) \cdot H_y(x, z), \frac{\partial(\mu_{zz}(x, z)H_z(x, z))}{\partial z} \right) = 0
 \end{aligned}$$

4.1.4.1. S.F.E.L.P. 2-D en dispositivos plano-H.

Sustituimos en la ecuación 4.17 los campos anteriormente descritos:

- El primer sumando¹

$$\begin{aligned}
 & \int_V \nabla \times \vec{W} \cdot \varepsilon_r^{-1} \nabla \times \vec{H} dV = \\
 & = \int_V \left(\left(-W_z k_y - \frac{\partial W_y}{\partial z} \right) \text{sen}(k_y y), \left(-\frac{\partial W_z}{\partial x} + \frac{\partial W_x}{\partial z} \right) \cos(k_y y), \left(W_x k_y + \frac{\partial W_y}{\partial x} \right) \text{sen}(k_y y) \right) \cdot \\
 & \varepsilon_r^{-1} \left(\left(-H_z k_y - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) \text{sen}(k_y y), \left(-\frac{\partial H_z}{\partial x} + \frac{\partial H_x}{\partial z} \right) \cos(k_y y), \left(H_x k_y + \frac{\partial H_y}{\partial x} \right) \text{sen}(k_y y) \right) dV = \\
 & = \frac{b}{\varepsilon_r} \int_S \left\{ \frac{\partial W_z}{\partial x} \frac{\partial H_z}{\partial x} - \frac{\partial W_z}{\partial x} \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial W_x}{\partial z} \frac{\partial H_z}{\partial x} + \frac{\partial W_x}{\partial z} \frac{\partial H_x}{\partial z} \right\} dS \quad n = 0 \\
 & = \frac{b}{2\varepsilon_r} \int_S \left\{ k_y^2 [W_z H_z + W_x H_x] + k_y \left[W_z \frac{\partial H_y}{\partial z} + H_z \frac{\partial W_y}{\partial z} + H_x \frac{\partial W_y}{\partial x} + W_x \frac{\partial H_y}{\partial x} \right] + \right. \\
 & \left. \frac{\partial W_y}{\partial z} \frac{\partial H_y}{\partial z} + \frac{\partial W_z}{\partial x} \frac{\partial H_z}{\partial x} - \frac{\partial W_z}{\partial x} \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial W_x}{\partial z} \frac{\partial H_z}{\partial x} + \frac{\partial W_x}{\partial z} \frac{\partial H_x}{\partial z} + \frac{\partial W_y}{\partial x} \frac{\partial H_y}{\partial x} \right\} dS \quad n > 0
 \end{aligned}$$

¹b es la longitud del circuito en la dirección y.

- El segundo:

$$\begin{aligned}
& \int_V k_0^2 \vec{W} \cdot ([\mu_r] \vec{H}) dV = \\
& = bk_0^2 \mu_r \int_S [W_x H_x + W_z H_z] dS \quad n = 0 \\
& = \frac{bk_0^2 \mu_r}{2} \int_S [W_x H_x + W_y H_y + W_z H_z] dS \quad n > 0
\end{aligned}$$

- Las excitaciones. Tenemos dos situaciones:

- $n=0$

$$\begin{aligned}
& j\omega\epsilon_0 \sum_{i=1}^P \sum_{k=1}^{\infty} V_k^i(z_i) \int_{S_i} \vec{W} \cdot (\vec{z}_i \times \vec{e}_{tk}^i(x_i, y_i)) dS_i = \\
& = bj\omega\epsilon_0 \sum_{i=1}^P \sum_{k=1}^{\infty} V_k^i(z_i) \int (W_x(x, z) \vec{x}) \cdot (\vec{z}_i \times (e_{ytk}^i \vec{y})) dx_i
\end{aligned}$$

- $n>0$

$$\begin{aligned}
& j\omega\epsilon_0 \sum_{i=1}^P \sum_{k=1}^{\infty} V_k^i(z_i) \int_{S_i} \vec{W} \cdot (\vec{z}_i \times \vec{e}_{tk}^i(x_i, y_i)) dS_i = \\
& = j\omega\epsilon_0 \sum_{i=1}^P \sum_{k=1}^{\infty} V_k^i(z_i) \int (W_x(x, z) \cos(k_y y) \vec{x} + W_y(x, z) \sin(k_y y) \vec{y} + \\
& + W_z(x, z) \cos(k_y y) \vec{z}) \cdot (\vec{z}_i \times (e_{xtk}^i \sin(k_y y) \vec{x} + e_{ytk}^i \cos(k_y y) \vec{y})) dS_i = \\
& = \frac{b}{2} j\omega\epsilon_0 \sum_{i=1}^P \sum_{k=1}^{\infty} V_k^i(z_i) \int_{S_i} \vec{W}(x_i, z_i) \cdot (\vec{z}_i \times \vec{e}_{tk}^i(x_i)) dx_i
\end{aligned}$$

Hemos pasado de tener un problema de tres dimensiones a otro de dos.

El siguiente paso, siguiendo el proceso llevado para el caso de tres dimensiones, consiste en restringir los espacios de funciones prueba y solución a un espacio vectorial de dimensión finita y concluir la expresión 4.23

En el análisis de dispositivos tipo plano-H llamamos la sección x - z .

4.1.5. Estructuras con simetría de revolución.

Dentro de las estructuras con simetría de revolución encontramos resonadores, antenas de bocina, monopolos, etc...

Como antes, pero ahora inspirándonos en los modos de la puerta circular, y también para medios cuya ϵ y μ sean matrices diagonales independientes de la variable φ , expresamos los campos electromagnéticos de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
\vec{E}(\rho, \varphi, z) &= \sum_{n=0}^{\infty} (E_{\rho}(\rho, z) \cdot \vec{\rho} + E_z(\rho, z) \cdot \vec{z}) \cdot \sin(n\varphi + \phi_0) + \frac{1}{\rho} \cdot \mathbb{E}_{\varphi}(\rho, z) \cdot \cos(n\varphi + \phi_0) \cdot \vec{\varphi} \\
\vec{H}(\rho, \varphi, z) &= \sum_{n=0}^{\infty} (H_{\rho}(\rho, z) \cdot \vec{\rho} + H_z(\rho, z) \cdot \vec{z}) \cdot \cos(n\varphi + \phi_0) + \frac{1}{\rho} \cdot \mathbb{H}_{\varphi}(\rho, z) \cdot \sin(n\varphi + \phi_0) \cdot \vec{\varphi}
\end{aligned} \tag{4.25}$$

Introducimos estas expresiones en las ecuaciones de *Maxwell*, y constatamos que las condiciones se verifican también de forma independiente para cada valor de n .

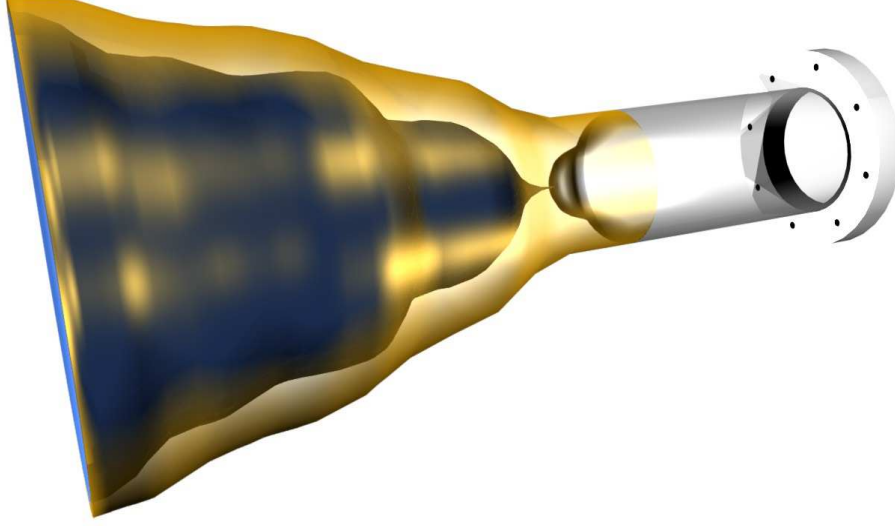


Figura 4.2: Dispositivo con simetría de revolución.

$$\begin{aligned}
 & \left(\frac{1}{\rho} \cdot n \cdot E_z(\rho, z) - \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial \mathbb{E}_\varphi(\rho, z)}{\partial z}, \frac{\partial E_\rho(\rho, z)}{\partial z} - \frac{\partial E_z(\rho, z)}{\partial \rho}, \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial \mathbb{E}_\varphi(\rho, z)}{\partial \rho} - \frac{1}{\rho} \cdot n \cdot E_\rho(\rho, z) \right) = \\
 & = -j\omega\mu \left(H_\rho(\rho, z), \frac{1}{\rho} \cdot \mathbb{H}_\varphi(\rho, z), H_z(\rho, z) \right) \\
 & \left(-\frac{1}{\rho} \cdot n \cdot H_z(\rho, z) - \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial \mathbb{H}_\varphi(\rho, z)}{\partial z}, \frac{\partial H_\rho(\rho, z)}{\partial z} - \frac{\partial H_z(\rho, z)}{\partial \rho}, \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial \mathbb{H}_\varphi(\rho, z)}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho} \cdot n \cdot H_\rho(\rho, z) \right) = \\
 & = j\omega\varepsilon \left(E_\rho(\rho, z), \frac{1}{\rho} \cdot \mathbb{E}_\varphi(\rho, z), E_z(\rho, z) \right) \\
 & \left(\frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial(\varepsilon_{\rho\rho}(\rho, z) \cdot \rho \cdot E_\rho(\rho, z))}{\partial \rho}, -n \cdot \frac{1}{\rho^2} \cdot \varepsilon_{\varphi\varphi}(\rho, z) \cdot \mathbb{E}_\varphi(\rho, z), \frac{\partial(\varepsilon_{zz}(\rho, z) \cdot E_z(\rho, z))}{\partial z} \right) = \\
 & 0 \\
 & \left(\frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial(\mu_{\rho\rho}(\rho, z) \cdot \rho \cdot H_\rho(\rho, z))}{\partial \rho}, n \cdot \frac{1}{\rho^2} \cdot \mu_{\varphi\varphi}(\rho, z) \cdot \mathbb{H}_\varphi(\rho, z), \frac{\partial(\mu_{zz}(\rho, z) \cdot H_z(\rho, z))}{\partial z} \right) = 0
 \end{aligned}$$

En contraste con el caso anterior, aquí debemos prestar atención a tres particularidades:

1. Para cada valor de n tenemos dos modos degenerados.
2. Aproximamos la componente $\vec{\varphi}$ a través de $\mathbb{E}_\varphi(\rho, z) = \rho \cdot E_\varphi(\rho, z)$ y $\mathbb{H}_\varphi(\rho, z) = \rho \cdot H_\varphi(\rho, z)$ para evaluar de forma precisa las soluciones estáticas.
3. Debemos preservar la continuidad de los campos en el origen. Esta condición aparece ahora porque el sistema de coordenadas cilíndrico no es biunívoco en el origen ($r = 0$).

Los vectores unitarios del sistema cilíndrico depende de la posición del espacio en que se apliquen. Su correspondencia con los vectores cartesianos es:

$$\begin{aligned}\vec{\rho}(\rho, \varphi, z) &= \cos(\varphi) \cdot \vec{x} + \sin(\varphi) \cdot \vec{y} \\ \vec{\varphi}(\rho, \varphi, z) &= -\sin(\varphi) \cdot \vec{x} + \cos(\varphi) \cdot \vec{y} \\ \vec{z}(\rho, \varphi, z) &= \vec{z}\end{aligned}$$

Sustituimos en la expresión del campo eléctrico los vectores cilíndricos por los cartesianos y particularizamos para ($r = 0$):

$$\begin{aligned}(E_\rho(0, z) \cdot \sin(n\varphi + \phi_0) \cdot \cos(\varphi) - E_\varphi(0, z) \cdot \cos(n\varphi + \phi_0) \cdot \sin(\varphi)) \vec{x} \\ (E_\rho(0, z) \cdot \sin(n\varphi + \phi_0) \cdot \sin(\varphi) - E_\varphi(0, z) \cdot \cos(n\varphi + \phi_0) \cdot \cos(\varphi)) \vec{y} \\ E_z(0, z) \cdot \sin(n\varphi + \phi_0) \cdot \vec{z} = \vec{E}(0, \varphi, z)\end{aligned}$$

Para el magnético:

$$\begin{aligned}(H_\rho(0, z) \cdot \cos(n\varphi + \phi_0) \cdot \cos(\varphi) - H_\varphi(0, z) \cdot \sin(n\varphi + \phi_0) \cdot \sin(\varphi)) \vec{x} \\ (H_\rho(0, z) \cdot \cos(n\varphi + \phi_0) \cdot \sin(\varphi) - H_\varphi(0, z) \cdot \sin(n\varphi + \phi_0) \cdot \cos(\varphi)) \vec{y} \\ H_z(0, z) \cdot \cos(n\varphi + \phi_0) \cdot \vec{z} = \vec{H}(0, \varphi, z)\end{aligned}$$

Estas expresiones deben ser constantes para cualquier valor de φ . Por tanto tenemos:

- Para $n = 0$:
 - $E_\varphi(0, z) = 0, E_\rho(0, z) = 0.$
 - $H_\varphi(0, z) = 0, H_\rho(0, z) = 0.$
- Para $n = 1$:
 - $E_z(0, z) = 0, E_\varphi(0, z) = E_\rho(0, z)$
 - $H_z(0, z) = 0, H_\varphi(0, z) = H_\rho(0, z)$
- Para $n > 1$:
 - $\vec{E}(0, \varphi, z) = 0.$
 - $\vec{H}(0, \varphi, z) = 0.$

4.1.5.1. S.F.E.L.P. 2-D en dispositivos con simetría de revolución.

Sustituimos en la ecuación 4.17 los campos anteriormente descritos:

- El primer término del primer miembro:

- Para $n > 0$

$$\begin{aligned}\int_V \nabla \times \vec{W} \cdot \varepsilon_r^{-1} \nabla \times \vec{H} dV = \\ = \frac{1}{\varepsilon_r} \int_V \left\{ \left(\frac{-n}{r} W_z - \frac{\partial W_\varphi}{\partial z} \right) \left(\frac{-n}{r} W_z - \frac{\partial W_\varphi}{\partial z} \right) \sin^2(n\varphi + \phi_0) + \right. \\ \left(\frac{\partial W_r}{\partial z} - \frac{\partial W_z}{\partial r} \right) \left(\frac{\partial W_r}{\partial z} - \frac{\partial W_z}{\partial r} \right) \cos^2(n\varphi + \phi_0) + \\ \left. + \frac{1}{r^2} \left(-r \cdot n W_r - \frac{\partial W_\varphi}{\partial r} \right) \left(-r \cdot n H_r - \frac{\partial H_\varphi}{\partial r} \right) \sin^2(n\varphi + \phi_0) \right\} r dr dz d\varphi = \\ = \frac{\pi}{\varepsilon_r} \int_S \left\{ n^2 \left[\frac{W_z H_z}{r^2} + W_r H_r \right] + n \frac{1}{r} \left[W_z \frac{\partial H_\varphi}{\partial z} + H_z \frac{\partial W_\varphi}{\partial z} + W_r \frac{\partial H_\varphi}{\partial r} + H_r \frac{\partial W_\varphi}{\partial r} \right] + \right. \\ \left. + \left[\frac{\partial W_\varphi}{\partial z} \frac{\partial H_\varphi}{\partial z} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial W_\varphi}{\partial r} \frac{\partial H_\varphi}{\partial z} + \frac{\partial W_r}{\partial z} \frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial W_r}{\partial z} \frac{\partial H_z}{\partial r} - \frac{\partial W_z}{\partial r} \frac{\partial H_r}{\partial z} + \frac{\partial W_z}{\partial r} \frac{\partial H_z}{\partial r} \right] \right\} r dr dz\end{aligned}$$

- Para $n=0$

$$\int_V \nabla \times \vec{W} \cdot \varepsilon_r^{-1} \nabla \times \vec{H} dV = \frac{2\pi}{\varepsilon_r} \int_S \left[\frac{\partial W_r}{\partial z} \frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial W_r}{\partial z} \frac{\partial H_z}{\partial r} - \frac{\partial W_z}{\partial r} \frac{\partial H_r}{\partial z} + \frac{\partial W_z}{\partial r} \frac{\partial H_z}{\partial r} \right] r dr dz$$

- El segundo término del primer miembro:

- Para $n>0$

$$\begin{aligned} \int_V k_0^2 \vec{W} \cdot ([\mu_r] \vec{H}) dV &= \\ &= \mu_r \pi k_0^2 \int \{H_r W_r + H_z W_z + H_\varphi W_\varphi\} r dr dz \end{aligned}$$

- Para $n=0$

$$\begin{aligned} \int_V k_0^2 \vec{W} \cdot ([\mu_r] \vec{H}) dV &= \\ &= \mu_r 2\pi k_0^2 \int \{H_r W_r + H_z W_z\} r dr dz \end{aligned}$$

- El segundo miembro:

- Para $n>1$

$$\begin{aligned} j\omega\varepsilon_0 \sum_{i=1}^P \sum_{k=1}^\infty V_k^i(z_i) \int_{S_i} \vec{W} \cdot (\vec{z}_i \times \vec{e}_{t_k}^i(x_i, y_i)) dS_i &= \\ &= j\omega\varepsilon_0 \sum_{i=1}^P \sum_{k=1}^\infty V_k^i(z_i) \int (W_z(r, z) \cos(n\varphi + \phi_0) \vec{z} + W_r(r, z) \cos(n\varphi + \phi_0) \vec{r} + \\ &\quad + W_\varphi(r, z) \sin(n\varphi + \phi_0) \vec{\varphi}) \cdot (\vec{z}_i \times (e_{rtk}^i \sin(n\varphi + \phi_0) \vec{r} + e_{\varphi tk}^i \cos(n\varphi + \phi_0) \vec{\varphi})) dS_i = \\ &= \pi j\omega\varepsilon_0 \sum_{i=1}^P \sum_{k=1}^\infty V_k^i(z_i) \int_{l_i} \vec{W}(r_i, z_i) \cdot (\vec{z}_i \times \vec{e}_{t_k}^i(r_i)) r dr_i \end{aligned}$$

- Para $n=0$

$$\begin{aligned} j\omega\varepsilon_0 \sum_{i=1}^P \sum_{k=1}^\infty V_k^i(z_i) \int_{S_i} \vec{W} \cdot (\vec{z}_i \times \vec{e}_{t_k}^i(x_i, y_i)) dS_i &= \\ &= 2\pi j\omega\varepsilon_0 \sum_{i=1}^P \sum_{k=1}^\infty V_k^i(z_i) \int_{l_i} \vec{W}(r_i, z_i) \cdot (\vec{z}_i \times \vec{e}_{t_k}^i(r_i)) r dr_i \end{aligned}$$

Hemos pasado de tener un problema de tres dimensiones a otro de dos. Procederíamos a continuación como en el caso anterior.

Tendremos que mallar únicamente el plano $\rho - z$ y forzar las condiciones de continuidad en el eje. El elemento utilizado es vectorial triangular curvo correspondiente a una de las caras del tetraedro de *Webb* con variación **L.T./Q.N.** para la componente transversal $\rho - z$ y un elemento escalar curvo de *Lagrange* de segundo orden para la componente $\hat{\varphi}$.

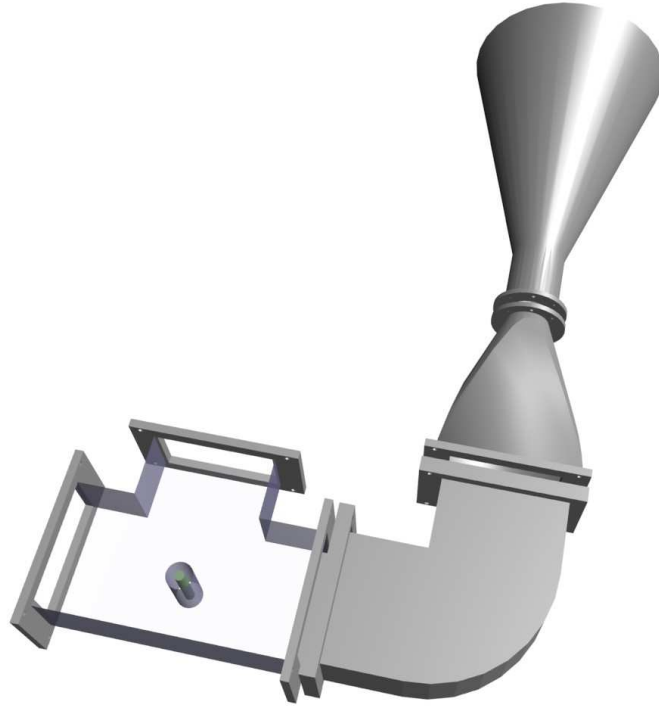


Figura 4.3: Escenario típico. Conexión a través de puerta radial, rectangular y circular. Se puede combinar análisis plano-H, revolución y 3-D.

4.2. Segmentación eléctrica.

La segmentación eléctrica consiste en la parcelación de un circuito en partes limitadas bien por puertas, bien por conductor perfecto. En cada puerta, se incluyen el número de modos suficiente para la correcta representación del campo.

Esta técnica mejora la eficacia del análisis, ya que el tiempo de análisis depende del número de grados de libertad como $N^{1,8}$ para el S.F.E.L.P.. Para valores grandes de N , es preferible segmentar y analizar por separado cada parte.

También mejora la eficacia porque independiza el análisis de cada segmento y podemos utilizar la técnica más adecuada para cada uno.

En la figura 4.3, observamos un escenario típico para la segmentación eléctrica.

4.3. Técnicas de barrido en frecuencia.

Todo lo descrito hasta este punto permite analizar circuitos o bien de forma arbitraria en 3-D o respetando simetrías de translación o revolución en 2-D. Podemos segmentar el dispositivo a través de puertas eléctricas y analizar de la forma más eficiente cada segmento. Ahora estudiaremos dos técnicas de barrido en frecuencia que mejoran la eficiencia al obtener, en un sólo análisis, la respuesta

en banda. La unión de esta formulación del **M.E.F.**, la segmentación eléctrica y la técnica **P.V.L.** constituyen el método **S.F.E.L.P.**.

4.3.1. Método de *Lanczos* y las aproximaciones de *Padè* (**P.V.L.**).

Definición Dada una secuencia finita de matrices,

$$M_i \in \mathbb{C}^{p \times m}, i = 0, 1, \dots, r-1,$$

se define *realización en partes* al conjunto de tres matrices

$$A_n \in \mathbb{C}^{n \times n}, B_n \in \mathbb{C}^{n \times m}, C_n \in \mathbb{C}^{n \times p}$$

tales que

$$M_i = C_n^T \cdot A_n^i \cdot B_n, i = 0, 1, \dots, r-1.$$

La expresión de la **M.A.G. 4.23** puede escribirse como:

$$M.A.G.(k) = j \frac{k}{\eta_0} J(k) (D \cdot R)^T \cdot (Id_N + sA)^{-1} \cdot R \cdot J(k) \quad (4.26)$$

siendo:

- $s = k^2 - k_0^2$.
- $B_N(k) = B_N \cdot J(k)$.
- $G_0 = L \cdot D \cdot L^T$.
- $A = D^{-1} \cdot L^{-1} \cdot M \cdot L^{-T}$.
- $R = D^{-1} \cdot L^{-1} \cdot B_N$.

El desarrollo en serie en torno al punto k_0^2 de **4.26** es:

$$M.A.G.(k) = j \frac{k}{\eta_0} J(k) \cdot \sum_{i=0}^{\infty} M_i (k^2 - k_0^2)^i \cdot J(k) \quad (4.27)$$

siendo $M_i = (D \cdot R)^T \cdot A^i \cdot R$ con $i = 0, 1, \dots$

Por otro lado, a partir de las matrices

$$\mathcal{L}_A \in \mathbb{C}^{N \times N}, \mathcal{L}_D \in \mathbb{C}^{N \times m}, \mathcal{L}_I \in \mathbb{C}^{N \times p}$$

el algoritmo de *Lanczos* genera otro conjunto de matrices

$$\mathcal{L}_T \in \mathbb{C}^{n \times n}, \mathcal{L}_\rho \in \mathbb{C}^{n \times m}, \mathcal{L}_\eta \in \mathbb{C}^{n \times p}, \mathcal{L}_D \in \mathbb{C}^{n \times n}$$

Los enteros m_j y p_k se definen a través de las matrices

$$\mathcal{L}_{D_j} \in \mathbb{C}^{N \times m_j}, \mathcal{L}_{I_k} \in \mathbb{C}^{N \times p_k}$$

donde \mathcal{L}_{D_j} y \mathcal{L}_{I_k} son las matrices resultado del descarte en la generación de los espacios de *Krylov*. Para cada n con $\max\{m_1, p_1\} \leq n \leq N$ se define $j = j(n)$ y $k = k(n)$ como los mayores enteros tales que

$$\begin{aligned} m_1 + m_2 + \dots + m_j &\leq n \\ p_1 + p_2 + \dots + p_k &\leq n \end{aligned} \quad (4.28)$$

Hechas estas definiciones, podemos enunciar el siguiente teorema

Teorema: Dado un n , $\max\{m_1, p_1\} \leq n \leq N$, el conjunto de matrices

$$\mathcal{L}_{T_n} \in \mathbb{C}^{n \times n}, \mathcal{L}_{\rho_n} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_\rho \\ 0_{(n-m_1) \times m} \end{bmatrix}, \mathcal{L}_{\eta_n} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_\eta \\ 0_{(n-p_1) \times p} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

es una *realización en partes* de la secuencia de matrices

$$\mathcal{L}_I^T \cdot \mathcal{L}_A^{r-1} \cdot \mathcal{L}_D, r = j(n) + k(n)$$

es decir: $\mathcal{L}_{\eta_n}^T \cdot \mathcal{L}_T^i \cdot \mathcal{L}_{\rho_n} = \mathcal{L}_I^T \cdot \mathcal{L}_A^i \cdot \mathcal{L}_D$ para $i = 0, 1, \dots, r-1$. Si además en 4.28 alguna de la relaciones de orden es igualdad, entonces la realización 4.29 es mínima.

La demostración de este último teorema, junto con la descripción del algoritmo de *Lanczos*, pueden encontrarse en [63].

Sustituyendo la secuencia M_i de 4.27 por su *realización en partes* 4.29, podemos aproximar la M.A.G. por su aproximante de *Padè* enésimo:

$$M.A.G.(k) \simeq Y_n(k) = j \frac{k}{\eta_0} J(k) \cdot \mathcal{L}_{\eta_n}^T \cdot (Id_n + s\mathcal{L}_{T_n})^{-1} \cdot \mathcal{L}_{\rho_n} \cdot J(k)$$

Generalmente elegimos $n \ll N$ para que las operaciones matriciales siguientes sean más rápidas.

4.3.2. Aproximación racional de los elementos de la M.D.G..

Ésta es otra técnica de barrido en frecuencia que aprovecha la menor dependencia con la frecuencia de segmentos eléctricamente pequeños en los cuales podemos segmentar algunos circuitos. Hace uso por tanto de la técnica de segmentación descrita en 4.2. A través de la evaluación de unos pocos puntos, extrapola, por medio de aproximaciones racionales de bajo orden, la respuesta para cada elemento de la matriz M.D.G. en toda la banda de interés. Seguidamente, procedemos al ensamblado de las matrices que nos proporciona la respuesta global del dispositivo en banda ancha.

Las ventajas de este método son:

- Evaluamos el circuito en pocos puntos de frecuencia, pero suficientes para describir cada uno de los pequeños segmentos.
- Se emplea el método de análisis más adecuado (M.E.F., A.M., B.I.R.M.E., analítico, etc...) en cada segmento.
- El método obtiene resultados bastante precisos en toda la banda tras la reconstrucción de la M.D.G. a partir de las M.D.G. de los segmentos.

4.3.2.1. Identificación del sistema.

Aproximamos los elementos de la M.D.G. porque son más estables que los elementos de la M.A.G..

Para cada componente de la M.D.G. de cada segmento hacemos:

$$M.D.G._{ij}(f) \simeq Cte \cdot \left. \frac{\prod_{i=1}^n (s - z_i)}{\prod_{i=1}^m (s - p_i)} \right|_{s=j2\pi f}; f \in (f_{min}, f_{max})$$

Los polos y ceros de cada identificación deben satisfacer:

- Los polos deben situarse en el semiplano-z izquierdo para garantizar la estabilidad del sistema. [64]
- Todos los polos y ceros deben presentarse con sus parejas conjugadas o estar sobre el eje real. [64]
- El grado del numerador n es igual o menor que el grado de denominador m :

$$\lim_{s \rightarrow \pm j\infty} |M.D.G_{.ij}(f)| = \lim_{s \rightarrow \pm j\infty} \left| Cte \cdot \frac{\prod_{i=1}^n (s - z_i)}{\prod_{i=1}^m (s - p_i)} \right|_{s=j2\pi f} \in [0, 1] \Leftrightarrow m \geq n$$

La forma racional de una función $g(f) : (f_{min}, f_{max}) \in \mathbb{R}^+ \longrightarrow \mathbb{C}$ es otra función

$$h(s) = \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0}{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_0} \Big|_{s=j2\pi f}$$

Encontramos los valores de a_m y b_n minimizando la siguiente expresión:

$$\min_{\{a_i\}, \{b_i\}} \sum_{i=1}^k |g(f_i) \cdot a(s_i) - b(s_i)|^2; s_i = j2\pi f_i \quad (4.30)$$

Los valores de m y n no son conocidos *a priori*. Fijamos sus valores a través del siguiente algoritmo iterativo:

1. Ejecutar 4.30 para $m = 1$ y $n = 1$.
2. Comprobar si el error está por debajo del umbral permitido. Si no, hacer $n = n + 1$ y $m = m + 1$.
3. Decrementar m dejando n fijo. Ejecutar 4.30 y evaluar de nuevo el error.
4. Repetir 3 hasta que el error vuelva a aumentar.

4.3.2.2. Respuesta global.

Una vez tenemos las aproximaciones racionales de cada uno de los elementos de todas las secciones, podemos obtener la respuesta global del circuito en banda ancha de forma sencilla. En el apartado 7, mostraremos un ejemplo de esta técnica.

Capítulo 5

Diseño: Optimización global.

El coste del diseño y la fabricación de dispositivos de microondas puede llegar a ser tan elevado, que resulta prohibitivo para la mayoría de los mercados. Sólo un pequeño subconjunto de éstos tiene cierta penetración en la sociedad de consumo. Los teléfonos móviles y las antenas parabólicas para televisión vía satélite son algunos de estos escasos ejemplos. Ortomodos, circuladores, dipletores, antenas de doble polarización, bocinas corrugadas, etc... son absolutos desconocidos. Además, dentro de los mercados especializados, los requisitos demandados son cada vez más exigentes.

Por estos motivos, existe un esfuerzo continuo para mejorar las estrategias de diseño tradicionales, las cuales, se centran en el modelado circuital que precede a la fabricación del prototipo. Después, se observa la bondad del circuito y se repite el ciclo en caso necesario hasta alcanzar las especificaciones. Uno de los inconvenientes de esta estrategia de diseño, es que no todos los dispositivos admiten un modelo circuital. Estamos limitando el espacio de soluciones dejando fuera, quizás, el diseño óptimo. Además, los repetidos ciclos de fabricación de prototipos encarecen el proceso. En todo caso, el modelado circuital será imprescindible para todas aquellas situaciones en las que la alternativa implique un coste computacional muy alto, ya que el del modelo circuital es muy bajo. También existen prototipos circuitales muy bien descritos y tabulados que ofrecen un punto de partida muy bueno para posteriores refinamientos con modelos de onda completa.

Como comentábamos en 1.1.2, se han ensayado estrategias diferentes a la tradicional basadas en redes neuronales en combinación con optimizadores globales [65]. Si la eficiencia del análisis no es suficiente para ser usado en un bucle optimizador, las técnicas de *space mapping* [66] solventan la situación en algunos casos.

Generalmente, debido al gran coste computacional de los modelos de onda completa, empleamos algoritmos optimizadores locales que precisan de una pocas decenas de iteraciones para ofrecer un resultado. Sin embargo, el S.F.E.L.P. presentado en el capítulo 4, posee una eficiencia suficiente para ser ejecutado las 13000 o hasta 40000 iteraciones precisas por S.A. o el A.G.. En este trabajo adaptamos el algoritmo S.A. para la resolución de problemas electromagnéticos con S.F.E.L.P.. En concreto adaptamos los modelos matemáticos expuestos con todo rigor en [33], que controlan el proceso a través del cálculo de ciertos estadísticos como el valor medio, la desviación típica o la entropía,

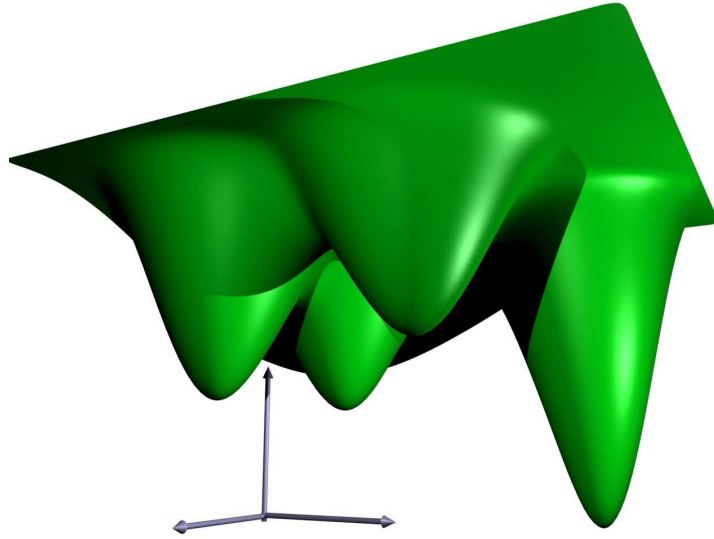


Figura 5.1: Múltiples mínimos locales de una función de coste con dos variables.

para lograr en el menor número de iteraciones posibles el mínimo global de la función de coste. Describiremos además cómo estos estadísticos nos ayudan en nuestro estudio de tolerancias mecánicas.

Aunque la teoría descrita en [33] incluye un criterio de parada válido para cualquier tipo de problema, nosotros usamos otro específico para nuestros problemas, en conexión con el estudio de tolerancias citado anteriormente y que reduce significativamente el número total de iteraciones.

También describimos brevemente el método *Simplex*, que hemos escogido para refinar resultados intermedios ofrecidos por S.A.. Este método es muy rápido y no necesita información del gradiente de la función de coste para ejecutarse.

La combinación de S.F.E.L.P. en 2-D, S.A. y *Simplex* constituye la eficiente y económica estrategia de diseño presentada en esta tesis.

5.1. *Simulated annealing.*

Describimos someramente el aparato matemático que controla el curso del optimizador, para poder exponer las modificaciones que adaptan el algoritmo al tipo de problema electromagnético que nos interesa.

5.1.1. Problema electromagnético: Función de coste $f(\bar{x})$.

Estamos interesados en la mejora conjunta de los parámetros de mérito de circuitos de microondas en guíaonda de una o más puertas y de antenas a través de la modificación de:

- la geometría del dispositivo.
- las propiedades eléctricas de los materiales que lo constituyen.

Generalmente, los parámetros que definen estas formas pasan a ser variables de optimización \bar{x} de una función coste $f(\bar{x})$, que a través del análisis del dispositivo, evalúa su bondad. Normalmente estas variables son números reales que pueden ser escogidos dentro de un rango y que deben satisfacer alguna restricción:

$$X = \{\bar{x} \in \mathbb{R}^n \mid x_i \in (a_i, b_i) \wedge Cond(\bar{x}) = 0\}$$

El conjunto de elementos \bar{x} que satisfacen las condiciones anteriores se denomina espacio de estados X .

5.1.1.1. Discretización del espacio de estados.

La función de coste debe satisfacer las siguientes condiciones para poder ser utilizada con esta versión de S.A.:

- $f(D^{-1}(\bar{s})) \geq 0$
- $\bar{s} \in \mathbb{N}^n \mid s_i \in [0, p_i]$

El espacio de estados S donde el algoritmo puede encontrar la menor evaluación (mejores propiedades) de la función de coste debe ser discreto. Definimos la relación $D : X \subset \mathbb{R}^n \longrightarrow S \subset \mathbb{N}^n$ entre ambos espacios teniendo en cuenta los niveles de tolerancia tol_i asociados a los parámetros que controlan las variables de optimización:

- Si ésta es geométrica, la tolerancia viene dada por la precisión de la técnica de fabricación: estación de mecanizado, electroformación, etc...
- Si ésta controla el valor de la constante dieléctrica de algún material, la tolerancia queda definida por el suministrador del material.

Así nos queda:

$$s_i = D_i(\bar{x}) = MenorEntero\left(\frac{x_i - a_i}{tol_i}\right) \quad (5.1)$$

La evaluación de la función de coste sobre un estado será escrita como $v_{\bar{s}}$.

5.1.1.2. Construcción de $f(\bar{x})$.

Como veremos posteriormente, esta versión de S.A. calcula ciertos estadísticos que controlan el funcionamiento de la optimización. La función de coste debe facilitar la convergencia del cálculo de estos números en el menor número de iteraciones posible. Este requisito nos conduce al planteamiento de funciones de coste poco sensibles respecto a las variables de optimización. Pero, por otro lado, la velocidad de convergencia del algoritmo dependerá también de lo distinguido que presente la función de coste al mejor estado. Este otro requisito precisa de funciones muy sensibles. Debemos, entonces, elegir un término medio. El tipo de función de coste que mejores resultados nos ha ofrecido es la constituida como sumatorio ponderado de los factores de mérito normalizados.

$$f(\bar{x}) = \sum_k Cte_k \frac{Mérito_k(\bar{x})}{\min(Mérito_k(\bar{x}))}$$

5.1.2. Definiciones y algoritmo.

Definimos ciertos objetos matemáticos que nos ayudan a describir con precisión el algoritmo. Estas funciones son, además, el objeto de estudio de los siguientes apartados.

5.1.2.1. Definiciones.

- Relación de vecindad $\zeta \subset S \times S$: describe al conjunto de pares de estados conectados por un solo movimiento.

- Los estados \bar{s} y \bar{s}' están conectados por k movimientos: $(\bar{s}, \bar{s}') \in \zeta^k$
- Diámetro $\phi(S, \zeta)$ del espacio de estados S dada una relación de vecindad ζ : mide el tamaño del espacio de estados.

$$\forall (\bar{s}, \bar{s}') \in S \times S \exists k \leq \phi(S, \zeta) [(\bar{s}, \bar{s}') \in \zeta^k]$$

- El conjunto de estados conectados con \bar{s} se denomina $\zeta_{\bar{s}}$.
- La relación ζ debe:
 - Conectar todos los elementos: $\bigcup_{k=1}^{\infty} \zeta^k = S \times S$.
 - Ser simétrica: $\forall \bar{s} \in S \forall \bar{s}' \in S [(\bar{s}, \bar{s}') \in \zeta \Rightarrow (\bar{s}', \bar{s}) \in \zeta]$.
 - Ser reflexiva $\forall \bar{s} \in S [(\bar{s}, \bar{s}) \in \zeta]$.
- Probabilidad de selección $\beta : S \times S \longrightarrow [0, 1] \subset \mathbb{R}$: indica la probabilidad de seleccionar (no implica aceptación) un estado \bar{s}' partiendo de un estado \bar{s} .

- Esta función debe satisfacer:
 - $\forall (\bar{s}, \bar{s}') \notin \zeta [\beta(\bar{s}, \bar{s}') = 0]$.
 - $\forall (\bar{s}, \bar{s}') \in \zeta [\beta(\bar{s}, \bar{s}') \neq 0]$.
 - $\forall \bar{s} \in S \left[\sum_{\bar{s}' \in \zeta_{\bar{s}}} \beta(\bar{s}, \bar{s}') = 1 \right]$.
 - Simetría: $\forall (\bar{s}, \bar{s}') \notin \zeta [\beta(\bar{s}, \bar{s}') = \beta(\bar{s}', \bar{s})]$.

- Función de aceptación $\alpha : (v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'}, t) \in \mathbb{R}^{+3} \longrightarrow (0, 1] \subset \mathbb{R}$: indica la probabilidad de aceptar el nuevo estado seleccionado \bar{s}' como estado actual en función del parámetro de control.

- Esta función debe satisfacer:
 - Aceptar siempre los estados mejores: $v_{\bar{s}} \geq v_{\bar{s}'} \Rightarrow \alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'}, t) = 1$.
 - $v_{\bar{s}} > v_{\bar{s}'} > v_{\bar{s}''} \Rightarrow \alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'}, t) \cdot \alpha(v_{\bar{s}'}, v_{\bar{s}''}, t) = \alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}''}, t)$.
 - Al final no se aceptan estados peores: $v_{\bar{s}} \leq v_{\bar{s}'} \Rightarrow \lim_{t \rightarrow 0} \alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'}, t) = 0$.

- Probabilidad de transición de un estado \bar{s} a otro \bar{s}' :

$$\tau : (\bar{s}, \bar{s}', t) \in S \times S \times \mathbb{R}^+ \longrightarrow [0, 1] \subset \mathbb{R} = \beta(\bar{s}, \bar{s}') \cdot \alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'}, t)$$

5.1.2.2. Algoritmo.

1. *Seleccionamos un estado aleatorio inicial \bar{s} y una temperatura inicial t .*
2. *Durante $m(t)$ ciclos:*
 - a) *Seleccionamos un estado siguiente $\bar{s}' \in \zeta_{\bar{s}}$ con una probabilidad $\beta(\bar{s}, \bar{s}')$.*
 - b) *Aceptamos \bar{s}' como nuevo estado actual con una probabilidad $\alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'}, t)$.*
3. *Si se cumple la condición de parada terminamos, y si no, decrementamos t y volvemos al punto 2.*

5.1.3. Cadenas de Markov.

El bucle interno del algoritmo 5.1.2.2 describe una cadena. Como cada nuevo estado sólo depende del estado anterior, es una cadena de *Markov*. Además, el parámetro de control t no varía en el bucle, por tanto tenemos una cadena de *Markov* homogénea.

5.1.3.1. Equilibrio.

Se puede demostrar que tras un número suficientemente grande de iteraciones estas cadenas satisfacen unas características de equilibrio que son independientes del estado inicial. De este modo, podemos encontrar una función de distribución de estados $\delta(\bar{s}, t)$, que describa la probabilidad de encontrarse en un estado \bar{s} cuando el parámetro de control vale t . Esta función se calcula así:

$$\delta(\bar{s}, t) = \sum_{\bar{s}' \in S} \delta(\bar{s}', t) \cdot \tau(\bar{s}', \bar{s}, t)$$

cumpliendo $\sum_{\bar{s} \in S} \delta(\bar{s}, t) = 1$.

5.1.3.2. Funciones de transición reversibles.

Las cadenas quedan completamente definidas una vez dadas la función de coste $f(\bar{x})$, la probabilidad selección $\beta(\bar{s}, \bar{s}')$ y la función de aceptación $\alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'}, t)$. Si se satisface la condición:

$$\forall_{\bar{s} \in S} \forall_{\bar{s}' \in S} [\delta(\bar{s}', t) \cdot \tau(\bar{s}', \bar{s}, t) = \delta(\bar{s}, t) \cdot \tau(\bar{s}, \bar{s}', t)]$$

la cadena recibe el apellido de reversible. Como la probabilidad de selección satisface las condiciones expuestas en 5.1.2.1, podemos concluir que la función de distribución de estados es independiente de dicha probabilidad. Es decir:

$$\forall_{(\bar{s}, \bar{s}') \in \zeta} \left[\frac{\delta(\bar{s}', t)}{\delta(\bar{s}, t)} = \frac{\alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'}, t)}{\alpha(v_{\bar{s}'}, v_{\bar{s}}, t)} \right] \quad (5.2)$$

5.1.3.3. Mejora de la velocidad de convergencia.

En nuestros problemas, construiremos el espacio de estados y las relaciones de vecindad de tal modo que sea inmediato definir algoritmos de cambio de estado que cumplan con las condiciones 5.1.2.1 de la probabilidad de selección. También escogeremos una función de aceptación que hará la cadena reversible y por tanto independiente de $\beta(\bar{s}, \bar{s}')$. Podemos aprovechar esta independencia para acelerar la velocidad de convergencia de la optimización.

Uno de los problemas más habituales dentro del bucle interno de S.A. (parámetro de control constante), es la posibilidad de quedarse atrapado, un número de iteraciones indefinido, en alguna zona del conjunto S . Este problema es más acuciante cuanto mayor sea el diámetro del espacio $\phi(S, \zeta)$. Sabemos que en virtud de 5.1.3.1, tarde o temprano llegaremos al equilibrio predicho. Pero esa situación de equilibrio puede anticiparse seleccionando la función de cambio de estado adecuada. Seleccionar la función de cambio de estado equivale a definir $\beta(\bar{s}, \bar{s}')$. Definimos la siguiente:

1. Definimos un paso:

$$\overline{Paso}(t_j) \in \mathbb{N}^n \left[Paso_i(t_j) = \max \left(\frac{Paso_i(t_{j-1}) + \frac{p_i}{100}}{2}, 3 \right) \right]$$

$$\text{siendo } Paso_i(t_0) = \max \left(\frac{p_i}{10}, 3 \right)$$

2. Hacemos $\bar{s}_{aux} = \bar{s}_{actual}$

3. Dado un estado actual $\bar{s}_{actual} \in S$ el estado siguiente $\bar{s}_{siguiente}$ se calcula a través de la suma cíclica módulo p_i para cada una de las n componentes:

- Aleatorio $[-0,5, 0,5] \cdot Paso_i(t_j)$ veces:
 - $s_{aux_i} = s_{aux_i} \oplus 1$
 - Si $\bar{s}_{aux} \notin S$ vuelvo al punto anterior.

4. $\bar{s}_{siguiente} = \bar{s}_{aux}$

Conforme avanza el algoritmo hacemos menos probable hacer saltos tan largos como al principio. Decrecemos paulatinamente hasta el 10% del valor inicial para cada componente. Esta elección es coherente con el hecho de que al principio el algoritmo explora todo el espacio y poco a poco se va centrando en la región que contiene al estado que proporciona la menor evaluación de la función de coste.

5.1.4. La función de aceptación.

Veremos cómo observando esa función desde dos puntos de vista distintos, concluimos para ella una expresión óptima en todos los sentidos.

5.1.4.1. Valor medio de la función de coste.

Hasta ahora nos hemos centrado en el bucle interno de S.A., y hemos descrito los parámetros que lo controlan. Pero el fin del algoritmo no es solamente

encontrar una cadena en equilibrio sino ser capaz de introducir cambios progresivos que lleven ese equilibrio a una situación que nos permita encontrar el mínimo global.

Se puede demostrar que con la definición del algoritmo S.A. de 5.1.2.2 la dependencia con el parámetro de control t de la función de aceptación α , puede modificar la distribución de estados δ de modo que:

$$\forall \bar{s} \in S \left[v_{\bar{s}} \neq \min_{\bar{s} \in S} (v_{\bar{s}}) \Rightarrow \lim_{t \rightarrow 0} \delta(\bar{s}, t) = 0 \right]$$

Cuanto menor sea la temperatura más frecuentaremos estados con evaluación baja.

Si aceptamos que α varíe con la diferencia de las evaluaciones de los dos estados bajo consideración podemos escribir:

$$g(\Delta v_{\bar{s}}, t) = \frac{\alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'} + \Delta v_{\bar{s}}, t)}{\alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'}, t)}$$

Si derivamos α respecto de la segunda variable tenemos que:

$$\frac{\partial \alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'}, t)}{\partial v_{\bar{s}'}} = \alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'}, t) \cdot c_1(t)$$

con $c_1(t)$ negativa, continua, monótonica y $\lim_{t \rightarrow 0} c_1(t) = -\infty$. Esta ecuación diferencial define una función del tipo:

$$\alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'}, t) = \min \left(1, e^{(v_{\bar{s}'} - v_{\bar{s}}) \cdot c_1(t)} \right)$$

5.1.4.2. Entropía.

La entropía del espacio de estados S se define como $\mathcal{H}_S = - \sum_{\bar{s} \in S} \delta(\bar{s}, t) \cdot \ln(\delta(\bar{s}, t))$. Da una idea del tamaño del subespacio de los estados más probables. Los estados más deseables, para un determinado valor de t , vienen determinados por su evaluación $v_{\bar{s}}$. Nos interesa que durante la ejecución del bloque interno del S.A., tengamos el conjunto de estados más deseables más amplio posible. Esto puede formularse de forma más rigurosa así:

- Encontrar δ que maximice la entropía \mathcal{H}_S cumpliendo también:
 - Controlamos el valor medio de la cadena: $\langle v_{\bar{s}} \rangle(t) = \sum_{\bar{s} \in S} v_{\bar{s}} \cdot \delta(\bar{s}, t)$.
 - δ es una probabilidad: $\sum_{\bar{s} \in S} \delta(\bar{s}, t) = 1$.

Si empleamos la técnica de multiplicadores de *Lagrange* se puede concluir:

$$\delta(\bar{s}, t) = \frac{e^{v_{\bar{s}} \cdot c_2(t)}}{\sum_{\bar{s}' \in S} e^{v_{\bar{s}'} \cdot c_2(t)}}$$

cumpliendo $c_2(t)$:

$$\langle v_{\bar{s}} \rangle(t) = \frac{\sum_{\bar{s} \in S} v_{\bar{s}} \cdot e^{v_{\bar{s}} \cdot c_2(t)}}{\sum_{\bar{s}' \in S} e^{v_{\bar{s}'} \cdot c_2(t)}}$$

Si la cadena es reversible, entonces la función de aceptación tiene que ser de la forma:

$$\alpha(v_{\bar{s}}, v_{\bar{s}'}, t) = \min \left(1, e^{(v_{\bar{s}'} - v_{\bar{s}}) \cdot c_2(t)} \right)$$

5.1.4.3. Compatibilidad de criterios.

Las funciones de aceptación concluidas en los dos apartados anteriores son idénticas y las condiciones impuestas para $c_1(t)$ y $c_2(t)$ son compatibles. La elección de esta función es nuestra, y de ella dependerá la relación entre t y $\langle v_{\bar{s}} \rangle(t)$. Si elegimos $c(t) = -\frac{1}{t}$ forzaremos una relación sencilla entre la entropía y el valor medio de la función de coste. Operando:

$$\frac{d\langle v_{\bar{s}} \rangle(t)}{dt} = t \frac{d\mathcal{H}_S(t)}{dt} = \frac{\sigma^2(t)}{t^2} \quad (5.3)$$

Esta expresión nos facilitará el cálculo de estos estadísticos a partir de sus valores iniciales durante la ejecución de optimizador.

5.1.5. Plan de acción.

Una vez hemos decidido cuál es la mejor función de aceptación α , construido el espacio de estados S y elaborado un algoritmo de estado siguiente que define la función de aceptación β , tenemos que determinar cuál es el valor del parámetro de control al inicio t_0 y su decremento Δt_i , además de cuántas deben ser las iteraciones por cada bucle.

5.1.5.1. El parámetro de control.

En el inicio, generamos estados aleatoriamente en número suficiente para estimar los valores iniciales $\langle v_{\bar{s}} \rangle_0$ y σ_0 . En virtud de la expresión 5.3, la estimación del valor medio al inicio en las primera etapas es:

$$\langle v_{\bar{s}} \rangle_0 - \langle v_{\bar{s}} \rangle_1 = \frac{\sigma_0}{t_0}$$

En el apartado 5.1.6, veremos que el valor medio no varía mucho de un bucle a otro en las primeras etapas. Por este motivo, es razonable elegir una temperatura inicial relativamente grande respecto a σ_0 .

$$t_0 \gg \sigma_0 \quad (5.4)$$

El decremento del valor de la temperatura Δt_i debe ser lo suficientemente pequeño como para no alterar significativamente el equilibrio de la cadena, pero a la vez lo mayor posible para no aumentar innecesariamente el número de bucles hasta llegar a la temperatura mínima. Podemos matizar el significado de “la alteración del equilibrio de la cadena” exponiendo el siguiente teorema:

$$\forall_{s \in \{s \mid |v_{\bar{s}} - \langle v_{\bar{s}} \rangle(t)| < \kappa \sigma(t)\}} \left[\left| \frac{\frac{d\delta(\bar{s}, t)}{dt}}{\delta(\bar{s}, t)} \right| < \kappa \frac{\sigma(t)}{t^2} < \frac{\gamma}{\Delta t} \right]$$

Si elegimos $\Delta t = cte \cdot \frac{t^2}{\sigma(t)}$, la variación relativa del de la función de distribución de estados está acotada. Para estimar el valor de la constante, nos fijamos en el hecho de que se debe cumplir $\Delta t_0 \ll t_0$, lo que nos conduce a elegir:

$$cte \ll \frac{\sigma_0}{t_0}$$

5.1.5.2. Número de iteraciones para cada valor del parámetro de control.

Para cada valor del parámetro de control ejecutamos un bucle que debe alcanzar el equilibrio en un número finito de iteraciones. Nos preguntamos cuántas iteraciones son necesarias. Si la cadena está en equilibrio, el valor de la entropía de la variable aleatoria compuesta por n sucesos condicionada a un estado inicial concreto $\mathcal{H}_{s_m|s_0}$ debe ser igual a la entropía global \mathcal{H}_S . Tratándose de una cadena de *Markov* $\mathcal{H}_{s_m|s_0} \leq m\mathcal{H}_{s_{actual}|s_{anterior}}$. Nos queda la siguiente cota inferior.

$$m(t_i) \geq \frac{\mathcal{H}_S(t_i)}{\mathcal{H}_{s_{actual}|s_{anterior}}(t_i)}$$

De la expresión 5.3 podemos obtener el valor actual de la entropía:

$$\mathcal{H}_S(t) = \mathcal{H}_S(t_0) + \int_{t_0}^t \frac{d\langle v_{\bar{s}} \rangle(t)}{t} dt$$

siendo $\mathcal{H}_S(t_0) = \ln(|S|)$.

La entropía local $\mathcal{H}_{s_{actual}|s_{anterior}}$ es más complicada de calcular por la dificultad que entraña el cálculo de $\tau(\bar{s}, \bar{s}', t)$. Empleamos la siguiente aproximación:

1. Calculamos $a = \frac{|\{\bar{s}_i | \bar{s}_i \neq \bar{s}_{i-1}\}|}{k}$
2. Aproximamos $\beta(\bar{s}, \bar{s}')$ por una constante β igual para todo \bar{s} y \bar{s}' .
3. $\mathcal{H}_{s_{actual}|s_{anterior}} \simeq a \cdot \ln\left(\frac{1}{\beta}\right) + \frac{\langle \max(0, \Delta v_{\bar{s}}) \rangle}{t} + (a-1) \cdot \ln(1-a)$.

5.1.6. Relación entre el parámetro de control y la distribución del coste.

La relación entre el parámetro de control y el comportamiento estadístico del coste depende de la distribución del coste sobre los estados. Mediciones durante la ejecución del algoritmo permiten estimar los indicadores más importantes conforme variamos t . De todos modos, podemos predecir la existencia de dos zonas delimitadas por el valor $t = T$, que distingue la zona de control ligero de la del exhaustivo.

5.1.6.1. Rango de control ligero.

Para valores de $t \geq T$ la distribución del coste sigue una ley normal con:

- $\langle v_{\bar{s}} \rangle(t) = \langle v_{\bar{s}} \rangle(t_0) - \frac{\sigma^2(t_0)}{t}$.
- $\sigma^2(t) = \sigma^2(t_0)$.
- $\mathcal{H}_S(t) = \mathcal{H}_S(t_0) - \frac{\sigma^2(t_0)}{2t^2}$

Esta etapa se caracteriza por tener una escasa dependencia respecto a las variaciones de t . Podemos decir que el optimizador está rastreando el espacio de estados.

5.1.6.2. Rango de control exhaustivo.

Para valores de $t_{\min} \leq t < T$ la distribución del coste sigue una ley gamma con:

- $\langle v_{\bar{s}} \rangle(t) = \langle v_{\bar{s}} \rangle(t_0) + \frac{\sigma^2(t_0)}{T} \cdot \left(\frac{t}{T} - 2\right).$
- $\sigma(t) = \sigma(t_0) \cdot \frac{t}{T}.$
- $\mathcal{H}_S(t) = \mathcal{H}_S(t_0) - \frac{\sigma^2(t_0)}{T^2} \cdot \left(\ln\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right)\right).$

Cabe esperar que el valor de la entropía en el último bucle sea muy próximo a cero, ya que generalmente pocos estados tienen un coste cercano al mínimo absoluto. Así podremos estimar *a priori* el valor mínimo del parámetro de control:

$$t_{\min} = T \cdot e^{-\frac{T^2 \cdot \mathcal{H}_S(t_0)}{\sigma^2(t_0)} + \frac{1}{2}}$$

El valor T puede estimarse teniendo en cuenta que la varianza empieza a disminuir de forma conocida a partir de $t = T$:

$$T = \sigma(t_0) \cdot \min\left(\frac{t}{\sigma(t)}\right)$$

5.1.6.3. Condición de parada y tolerancias mecánicas del dispositivo.

El diseño de un dispositivo electromagnético no sólo comprende entre sus objetivos méritos de naturaleza eléctrica, sino que también estos deben mantenerse estables frente a posibles desviaciones respecto a las dimensiones nominales. Podemos encontrar diseños robustos haciendo un uso coherente del criterio de parada y definiendo la función de discretización D como en 5.1. El algoritmo varía las dimensiones del dispositivo teniendo en cuenta la tolerancia mecánica para esa dimensión. Pararemos la optimización cuando el conjunto de mejores resultados tenga un tamaño mínimo. El tamaño del conjunto se mide con la entropía. Supongamos que buscamos que el número de mejores resultados sea del entorno del número de variables de optimización n . Con t suficientemente bajo la entropía de S cuando n estados tienen la mejor evaluación es $\mathcal{H}_S(t) \simeq \sum_{s \in S} \frac{1}{n} \cdot \ln\left(\frac{1}{n}\right) = \ln(n)$. Por tanto paramos si:

$$\mathcal{H}_S(t) < cte \cdot \ln(n) \quad (5.5)$$

con $cte > 1$.

5.1.7. Ejemplo de optimización de una función de coste analítica.

En [67], proponen una función de coste con cuatro variables:

$$\begin{aligned} f(x, y, \lambda_1, \lambda_2) &= \left(\left| \frac{\text{sen}(\Gamma_1)}{\Gamma_1} + \frac{\text{sen}(\Gamma_2)}{\Gamma_2} \right| + \left| \frac{\text{sen}(\Gamma_3)}{\Gamma_3} + \frac{\text{sen}(\Gamma_4)}{\Gamma_4} \right| \cdot \frac{1}{2} \right) \cdot \lambda(\lambda_1, \lambda_2) \\ \Gamma_1 &= 3 \cdot \left((x - 7) - \frac{y - 14}{4} \right) \\ \Gamma_2 &= 3 \cdot \left((x - 14) - \frac{y - 7}{4} \right) \\ \Gamma_3 &= 3 \cdot \left((x - 2) - \frac{y - 17}{4} \right) \\ \Gamma_4 &= 3 \cdot \left((x - 7) - \frac{y - 2}{4} \right) \end{aligned}$$

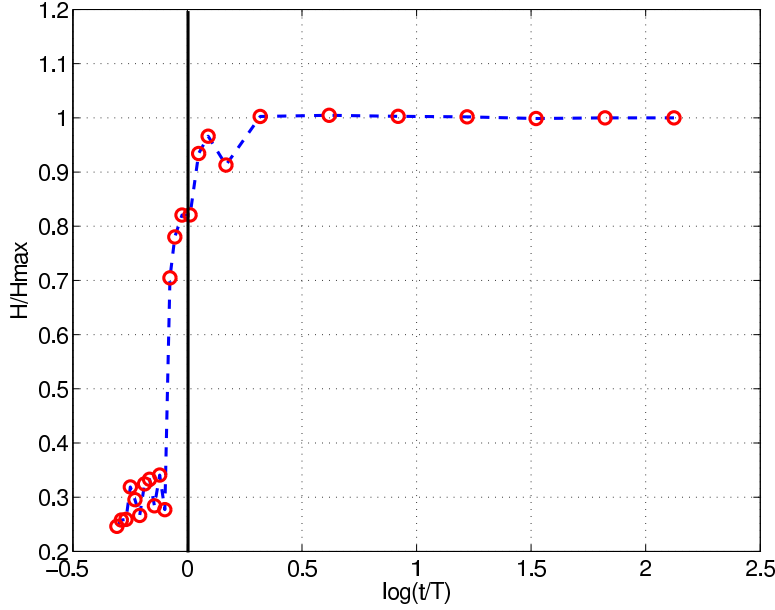


Figura 5.2: Variación de la entropía en función del parámetro de control.

donde $\lambda(\lambda_1, \lambda_2) = \begin{cases} \frac{|\lambda_1 - \lambda_2|}{10} & , si \lambda_1 > \lambda_2 \\ 0 & , otros casos \end{cases}$.

Las variables λ_1 y λ_2 únicamente afectan al factor de escala. Las otras dos caracterizan un dominio con numeros máximos locales. De entre todos ellos destacan cuatro:

$$\{(7, 14), (2, 17), (8, 25, 18, 75), (0, 8, 12, 4)\}$$

El máximo absoluto se encuentra en (7, 14).

En la figura 5.2 vemos la evolución de la entropía a lo largo de la optimización. Puede verse claramente el cambio de comportamiento en cada una de las zonas de control. En la figura 5.3, tenemos el comportamiento del parámetro de control en función de las iteraciones.

Este algoritmo logra encontrar el máximo absoluto de esta función de coste aproximadamente el 90 % de las ocasiones en unas 13000 iteraciones. En la figura 5.4, mostramos alguna de estas realizaciones.

Este ejemplo nos ha servido para fijar dos parámetros del optimizador que influyen drásticamente en su comportamiento:

- La constante de la desigualdad que indica la finalización del proceso (ecuación 5.5) es 5.
- En la ecuación 5.4, indicamos que el parámetro t_0 debe ser mucho mayor que σ_0 . Elegimos en concreto la relación $t_0 = 10 \cdot \sigma_0$. Sin embargo, en las 350 iteraciones iniciales que hacemos para calcular los estadísticos de partida, vamos guardando el mejor resultado que casualmente encontremos. Esta práctica puede situar el punto de partida en una zona donde sea difícil salir.

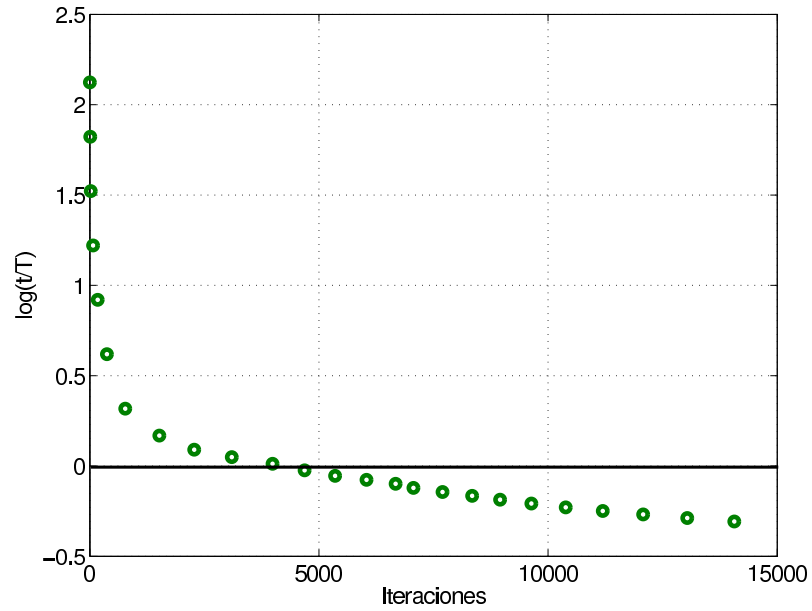


Figura 5.3: Progresión del parámetro de control t a lo largo de la ejecución de S.A..

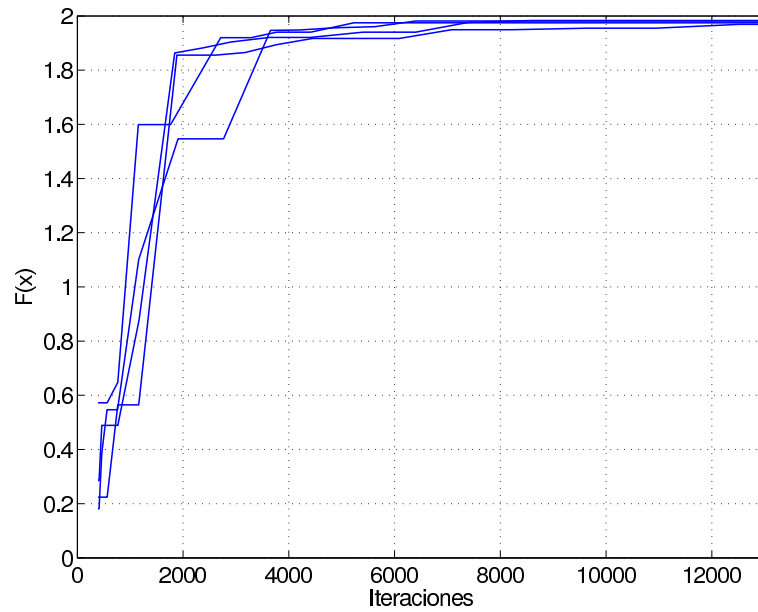


Figura 5.4: Progresión del mejor resultado a lo largo de la ejecución de S.A..

Para facilitar la exploración de todo el espacio, y no quedar atrapados, aumentamos el valor del parámetro de control:

$$t_0^{nuevo} = 25 \cdot t_0$$

Aunque pueda parecer que esta medida alargue mucho el proceso, lo cierto es que la temperatura en el rango de control ligero disminuye rápidamente. Por tanto, este valor se elige con un amplio margen para asegurar el éxito de la optimización, sin comprometer en exceso su eficiencia.

5.2. *Simplex*.

El algoritmo *Simplex* aparece descrito en [31]. Este optimizador local necesita muchas menos iteraciones que **S.A.** para ejecutarse. Por este motivo, puede sernos de utilidad arrancar una optimización local, utilizando como punto de partida algún estado intermedio de **S.A.**, para obtener diseños tentativos antes de conocer el resultado final.

También se utiliza para refinar la salida de **S.A.**. Pero debemos tener cuidado con esto. La condición de parada está diseñada para proporcionar el mejor resultado que, a la vez, sea suficientemente robusto, atendiendo a la tecnología empleada y otras restricciones que puedan aparecer. *Simplex* no atiende estos requisitos, y puede presentarnos resultados con muy buenas propiedades eléctricas pero, quizás, demasiado sensibles a los parámetros de diseño.

Parte II

Aplicaciones

Capítulo 6

Circuitos plano-H.

Empleamos el método de análisis **S.F.E.L.P.** particularizado para circuitos plano-H junto con el optimizador **S.A.** + *simplex*. Para obtener una correcta representación del campo mallamos con un promedio de 10 elementos por λ . En estudios en banda ancha debemos tener la precaución de elegir la λ correspondiente a la mayor frecuencia. El tipo de elemento y formulación empleada es la descrita en 4.1.4. Con estos elementos se logra en un *Pentium III* a 1 GHz con una memoria de 1 Gbyte una respuesta en 50 puntos de frecuencia sobre la banda de interés en 3,5 - 10 segundos dependiendo del mallado utilizado y el tamaño del circuito. Esta eficiencia nos permite emplear **S.A.** que precisará de unas 13.000 iteraciones para completarse.

Para conocer la precisión de nuestro método de análisis hemos hallado el coeficiente de reflexión de varios tramos de guíaonda *WR-90* (0,9 por 0,4 pulgadas) en banda X (de 8,2 GHz a 12,4 GHz) sobre distintos puntos de frecuencia. En la tabla 6.1 resumimos los resultados.

Medidas de coeficientes de reflexión por debajo de -61 dB quedan fuera de la precisión del método sobre un PC.

En cada puerta de acceso al circuito planteamos una expansión modal que describa suficientemente bien el campo en ese plano. En principio empleamos tamaños de guía que soportan un solo modo pero si estamos cerca de alguna discontinuidad el número de modos de orden superior puede ser grande y debe ser incluido en la expansión. Estos modos constituyen los segundos miembros de nuestra formulación y suponen un esfuerzo de computación. Podemos reducir el número de modos necesarios en las puerta alejando éstas de las discontinuidades a lo largo de una guíaonda aprovechando el rápido decaimiento de la magnitud de los modos al corte. Este alejamiento supone un incremento en el número de

GHz\cm	1,5	2,5	3,5	4,5
8,2	-96,6	-121,4	-108,0	-95,0
10	-102	-97,0	-61,0	-89,0
11	-79,8	-106,5	-104,5	-102,6
12,4	-95,1	-102,2	-84,6	-86,7

Cuadro 6.1: Coeficiente de reflexión en dB de un tramo de guíaonda calculado con S.F.E.L.P. 2-D.

elementos del mallado que también repercute negativamente en el tiempo de cálculo. Existe un compromiso. En todos los ejemplos trabajamos sobre una guía WR-90. La constante de atenuación del modo superior emésimo, TE_{m0} , a 12,4 GHz a una distancia de $z = 0,5 \text{ cm}$ es:

$$e^{\alpha_{TE_{m0}}(f) \cdot z} = e^{\Re \left\{ \sqrt{-\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 + \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2} \right\} \cdot z}$$

Nos preguntamos cuántos modos tenemos que considerar en cada puerta para que el primer modo no incluido en la expansión supusiera como mucho -60 dB respecto al fundamental:

$$m \left| 20 \cdot \log \left(e^{-\alpha_{TE_{m0}}(f) \cdot z} \right) \right| \leq -61 \text{ dB}$$

Debemos considerar al menos 11 modos en cada puerta rectangular.

En todos los diseños de este apartado se presupone que van a ser construidos en una estación de mecanizado que erosiona un bloque metálico (latón generalmente) con una fresa. Como indicábamos en 3.2.1 y según la tecnología a nuestro alcance tenemos que:

- asegurar un radio de curvatura mínimo, $R_{min} = 2 \text{ mm}$
- prever unas tolerancia, $tol = 50 \mu m$
- y evitar picos salientes.

6.1. Verificación del método S.F.E.L.P. en circuitos plano-H.

Para evaluar la bondad del método de análisis desarrollado, comparamos nuestros resultados numéricos con medidas realizadas sobre dispositivos. Éstos han sido extraídos de la bibliografía y son:

- un dispositivo desfasador en guíaonda a base de dieléctrico y
- un divisor de potencia en T con poste inductivo.

6.1.1. Desfasador.

Analizamos un desfasador en guíaonda con dieléctrico en las paredes verticales. La señal se retrasa 90° en su trayecto respecto a la guía vacía. En [68] proponen varios diseños y proporcionan medidas sobre uno de ellos. En la figura 6.1 se especifican las dimensiones del dispositivo de referencia. El material dieléctrico es *Rexolite* con $\varepsilon_r = 2,54$ y $\tan(\delta) = 6,6 \cdot 10^{-4}$ a $25^\circ C$ y 10 GHz .

Este circuito presenta doble simetría: una transversal y otra longitudinal. Aprovecharemos la simetría longitudinal. Además, como el modo fundamental TE_{10} tiene una pared magnética sobre el plano de simetría longitudinal sólo tenemos que analizar una vez la mitad de la estructura para conocer sus parámetros eléctricos de interés. El método tiene en cuenta las pérdidas en el material dieléctrico.

En la figura 6.2 mostramos el error de fase diferencial, que es el resultado de restar 90° a la diferencia de fases entre la guía vacía y la que tiene dieléctrico, y el coeficiente de reflexión. Existe una razonable concordancia en toda la banda.

6.1. VERIFICACIÓN DEL MÉTODO *S.F.E.L.P.* EN CIRCUITOS PLANO-H.85

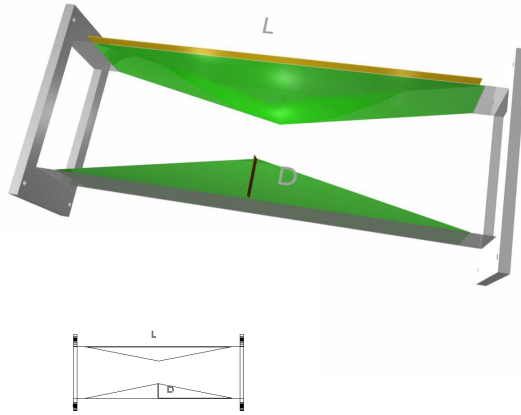


Figura 6.1: Desfasador de 90° sobre WR-62 (0,622 por 0,311 pulgadas) con $D = 0,382\text{ cm}$ y $L = 10,0\text{ cm}$.

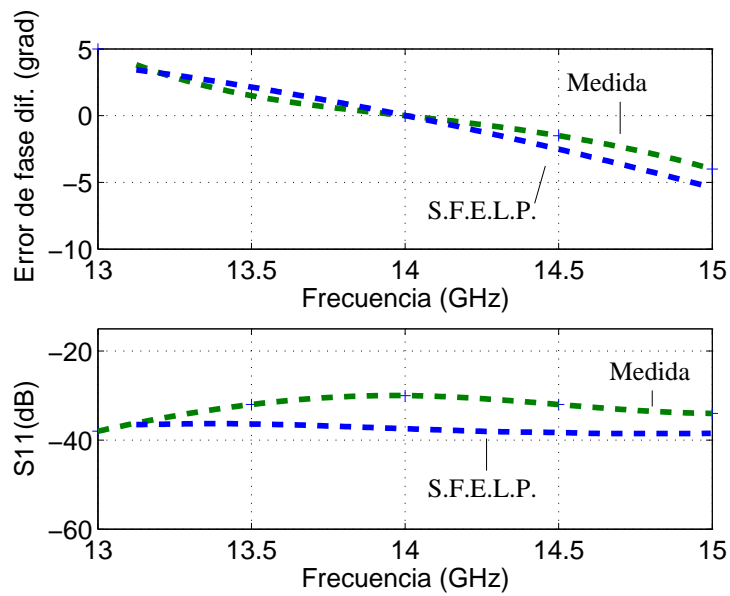


Figura 6.2: Respuesta eléctrica medida y calculada del desfasador de la figura 6.1.

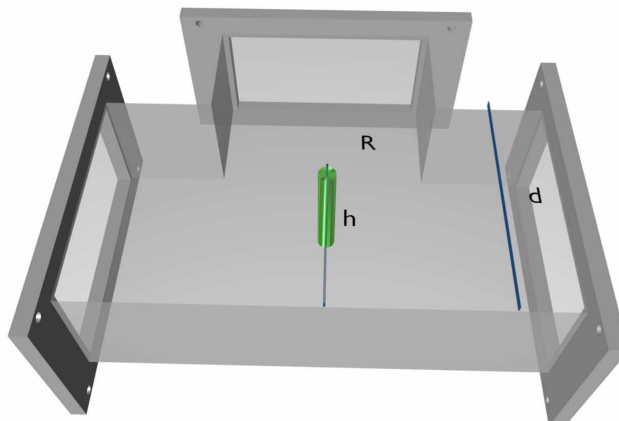


Figura 6.3: Divisor de potencia en T sobre WR-229 con $d = 5,817 \text{ cm}$, $h = 2,55 \text{ cm}$ y $R = 0,4 \text{ cm}$.

6.1.2. Divisor de potencia con poste.

En [69], se lleva a cabo el análisis de una estructura en guíaonda con tres puertas de igual tamaño dispuestas en T. Un poste metálico cilíndrico vertical mejora la respuesta en una estrecha banda de frecuencias. En la figura 6.3, definimos las dimensiones del dispositivo. La puerta 1 es la que no tiene ninguna otra enfrentada.

En la figura 6.4, comparamos las respuestas obtenidas numéricamente con las medidas. En los extremos de la banda, donde los niveles son más elevados, ambas respuestas son similares. En el centro la diferencia es mayor. No podemos aventurar una justificación precisa a esta discrepancia ya que no tenemos control sobre la medida ni la precisión en la fabricación del dispositivo. Unos niveles tan bajos de señal precisan de una calibración adecuada que contemple hasta la más leve reflexión en cables y conectores. En cambio podemos esperar una precisión en los cálculos de hasta -61 dB con S.F.E.L.P.. Además, en este análisis no se han tenido en cuenta las pérdidas.

6.2. Codo de 90° .

Empleamos el método propuesto en esta tesis para diseñar, construir y medir un codo de 90° sobre una guíaonda WR-90. Este dispositivo desvía la dirección de propagación del modo fundamental en un ángulo recto. En muchas aplicaciones es deseable que este giro se produzca en la menor longitud eléctrica posible. También es deseable que el coeficiente de reflexión sea bajo, y todo esto en toda la banda monomodo de la guía. Estas cualidades resultan difícilmente conciliables y su coexistencia constituye el objetivo de este diseño.

Proponemos una estructura de longitud mínima (radio de curvatura interior nulo) mostrada en 6.5. El dispositivo es simétrico y la circunferencia exterior es sustituida por una concatenación de 7 curvas como las descritas en 3.1.3.

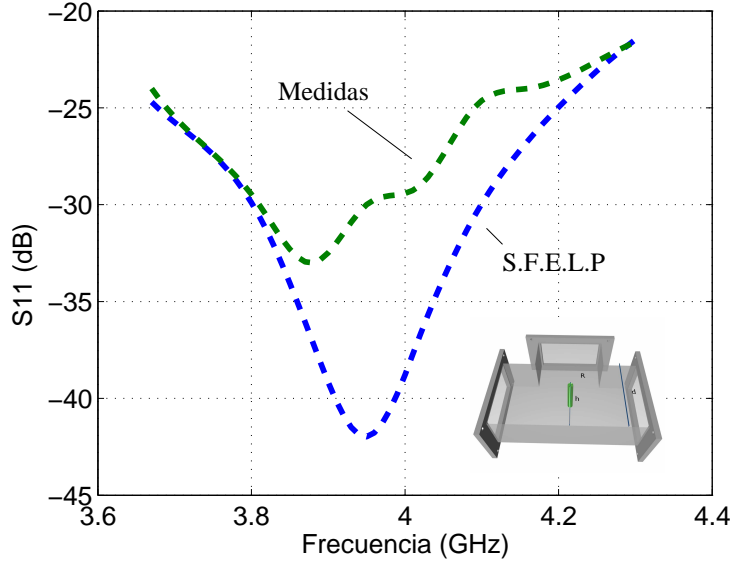


Figura 6.4: Respuesta eléctrica medida y calculada del divisor de la figura 6.3

El punto de unión entre la curvas i e $i + 1$ se sitúa sobre la recta con un ángulo de elevación $\alpha_i = \frac{90}{7} \cdot i$. Las variables de optimización son las longitudes de estas rectas salvo R_4 que indica la posición del punto central de la cuarta curva para $\alpha_4 = 45^\circ$. Hicimos un diseño con 15 tramos sin que mejoraran los resultados que presentaremos aquí. Las puertas eléctricas quedan separadas de la discontinuidad $0,5\text{ cm}$ como establecimos anteriormente.

6.2.1. Diseño.

6.2.1.1. Función de coste.

Puesto que la longitud eléctrica es ya mínima debido a la disposición de las puertas, no es necesario incluir su efecto en la función de coste.

$$f(\bar{x}) = 100 + \max_{f_{GHz} \in (8,2,12,4)} (|s_{11}|_{dB})$$

La evaluación de cada ensayo de dispositivo depende del peor coeficiente de reflexión en la banda. La única restricción a los valores de las variables de optimización es el rango de variación de las mismas. En la tabla 6.2 vemos todos estos valores y el resultado de la optimización.

6.2.1.2. Análisis de tolerancias.

Una vez finalizado el proceso de optimización volvemos a utilizar el algoritmo (ahora sólo *Simplex*) pero con una función de coste que busque empeorar la respuesta eléctrica. Utilizamos la función opuesta a la anterior:

$$f(\bar{x}) = - \max_{f_{GHz} \in (8,2,12,4)} (|s_{11}|_{dB})$$

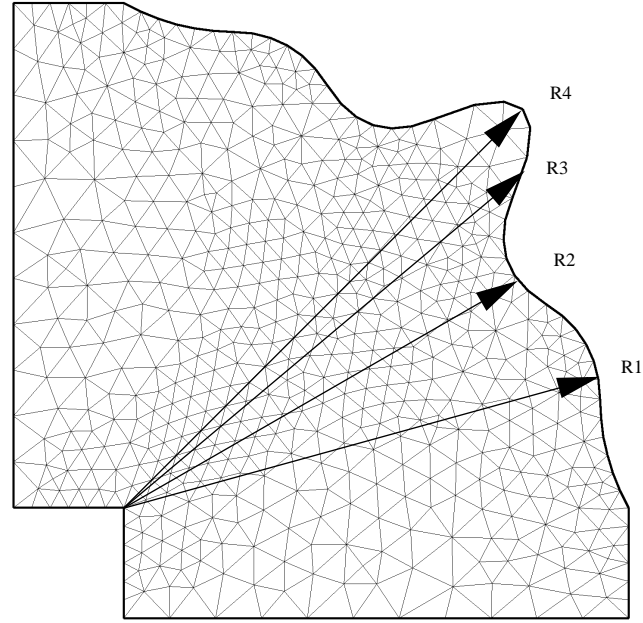


Figura 6.5: Codo de 90° sobre WR-90. Definición de las variables de optimización.

S.A. + <i>Simplex</i>	Optimizado
R_1	2,202
R_2	2,090
R_3	2,116
R_4	2,198

Cuadro 6.2: Parámetros de optimización del codo de 90° en cm.

tol=50 μm	Mínimo	Máximo	Optimizado
R_1	2,197	2,207	2,201
R_2	2,085	2,095	2,091
R_3	2,111	2,121	2,167
R_4	1,193	2,203	2,197

Cuadro 6.3: Análisis de tolerancia del codo de 90° en cm.

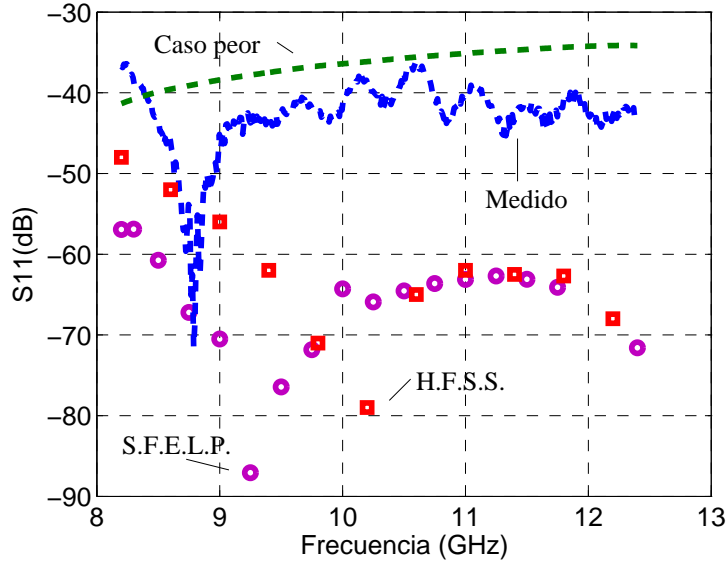


Figura 6.6: Respuesta eléctrica medida y calculada del codo de la figura 6.5.

El rango de variación de las variables de optimización se construye sumando y restando la tolerancia de la tecnología de fabricación al punto óptimo que encontramos en el apartado anterior. En este caso son 50 μm en todas las variables. En la tabla 6.3 lo resumimos todo.

6.2.1.3. Validación del análisis numérico.

Además, hemos verificado nuestros resultados numéricos antes de pasar a la fabricación del dispositivo con el programa H.F.S.S. de *Ansoft*. En la figura 6.6, observamos niveles por debajo de -61 dB para ambos análisis. No son representativos los valores por debajo de esta magnitud que, como ya hemos dicho, representa la máxima precisión de la máquina y el método. Observamos también como la curva medida se sitúa entre los valores óptimos teóricos y la predicción del caso peor del análisis de tolerancias.

6.2.2. Fabricación y medida.

Una técnica apropiada para la fabricación de muchos circuitos plano-H es la fresadora. Segmentamos la pieza en dos de modo que sobre la primera se erosiona conforme a la geometría del circuito y la segunda actúa de tapa. Puesto

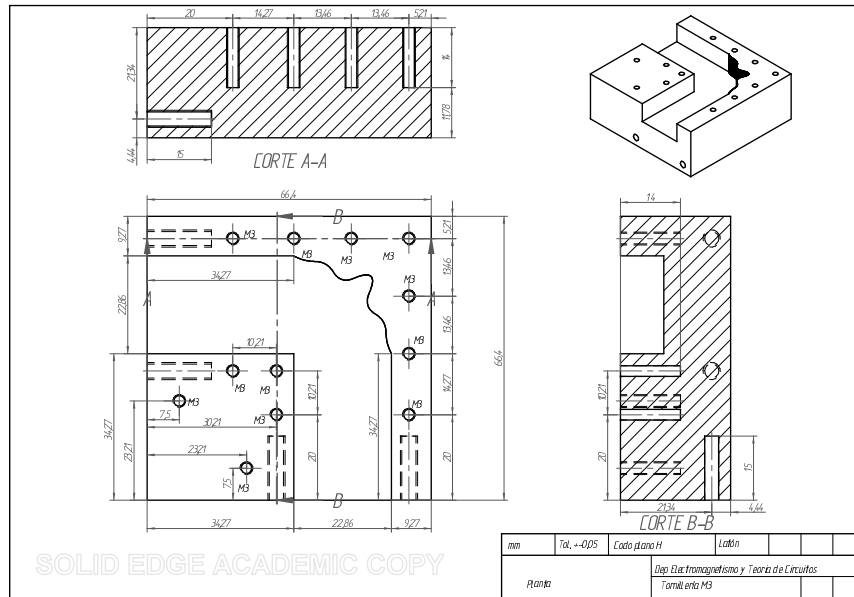


Figura 6.7: Planta del bloque erosionado.

que sólo interesa construir un prototipo, no emplearemos moldes sobre los que depositar posteriormente metal u otras técnicas que sí resultarían más eficientes en producciones a gran escala.

En las figuras 6.7 y 6.8, detallamos las dimensiones del bloque a erosionar. La curva suave que define el perfil facilita su mecanizado. En la planta, mostramos la posición y el tipo de tornillería (M3) que debe asegurar un perfecto y continuo contacto eléctrico entre piezas.

En las figuras 6.9 y 6.10 detallamos las dimensiones de la tapadera. Esta pieza incluye fosas para los cabezales de la tornillería. El diámetro de los agujeros debe ajustarse lo más estrechamente posible al tornillo para evitar desalineamientos. Esto es especialmente importante para los conectores con las guías exteriores. Estos deben tener unas dimensiones específicas y cuentas con una tornillería particular, la *UNC-8-32*. Desalineamientos en las puerta añaden reflexiones indeseables.

En la figura 6.11, observamos dos poste de alineamiento que complementan la acción de la tornillería.

La respuesta eléctrica medida en un analizador de espectros (HP 8510C) confirma todas las predicciones teóricas y la respuesta está siempre por debajo de -30 dB en toda la banda. Existen otros trabajos con codos como [70] en el que emplean *septums* que mejoran la respuesta. En la industria [71] también podemos encontrar estos dispositivos con un coeficiente de reflexión de unos -23 dB .

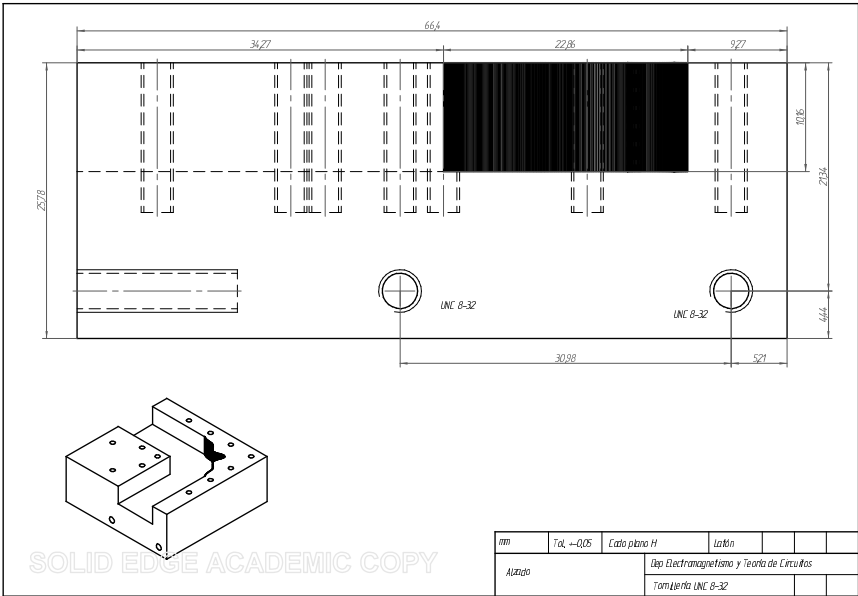


Figura 6.8: Alzado del bloque erosionado.

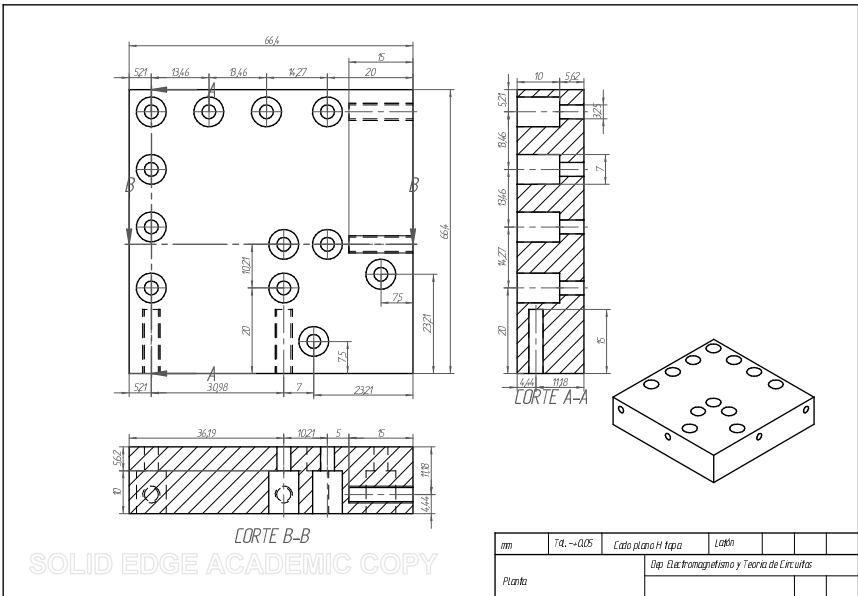


Figura 6.9: Planta de la tapadera.

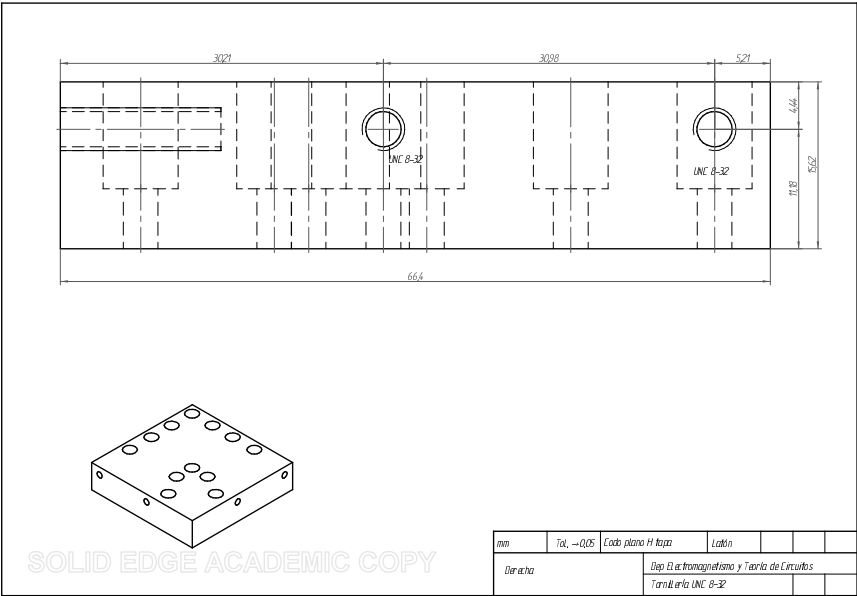


Figura 6.10: Lado derecho de la tapadera.

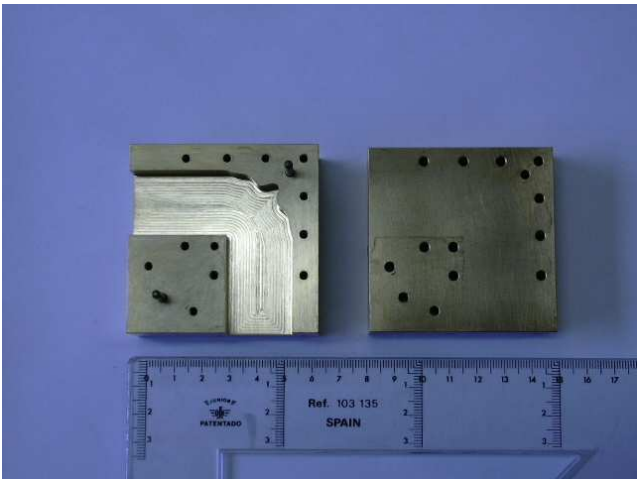


Figura 6.11: Bloque y tapadera del codo fabricado en latón.

6.3. Diseño de desfases basados en dieléctrico.

Incluimos ahora un diseño con dieléctricos. El objetivo es diseñar un desfaseador en guíaonda que en la menor longitud posible desfase la señal 90° respecto a la salida de otra guíaonda de la misma longitud y con el menor coeficiente de reflexión posible. Utilizamos la siguiente función de coste:

$$f_i(\bar{x}) = \begin{cases} 200 + L & Si [\Delta\phi < 2^\circ] \cap [|s_{11}|_{dB} < -30] \\ 100 \cdot \frac{\Delta\phi}{2} - 100 \cdot \frac{30}{|s_{11}|_{dB}} + L & Si [\Delta\phi > 2^\circ] \cap [|s_{11}|_{dB} > -30] \\ 100 \cdot \frac{\Delta\phi}{2} + 100 + L & Si [\Delta\phi > 2^\circ] \cap [|s_{11}|_{dB} < -30] \\ 100 - 100 \cdot \frac{30}{|s_{11}|_{dB}} + L & Si [\Delta\phi < 2^\circ] \cap [|s_{11}|_{dB} > -30] \end{cases}$$

siendo $\Delta\phi = 90^\circ - (\gamma_{TE_{10}} \cdot d - \angle s_{21})$.

Esta función a trozos es continua y penaliza $\Delta\phi$ si es mayor que 2° y el coeficiente de reflexión si es mayor que $-30 dB$ a la frecuencia fr_i . Buscamos un dispositivo centrado en $10 GHz$ que tenga un 15% de banda ($fr_i \in (9, 25 GHz, 10, 75 GHz)$). Por tanto:

$$f(\bar{x}) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N f_i(\bar{x})$$

Como en 6.1.1 sólo contemplamos media sección transversal que cerramos verticalmente con una pared magnética. También se tendrán en cuenta las pérdidas en el material dieléctrico.

Estudiaremos el caso en el que el dieléctrico ocupa el centro del dispositivo y en el que el dieléctrico se sitúe en los bordes verticales.

El análisis de tolerancias lo llevaremos a cabo como en 6.2.1.2, perturbando el valor óptimo de las variables de optimización y evaluando cada caso con la función de coste opuesta a la expuesta anteriormente.

6.3.1. Dieléctrico en los bordes.

En la figura 6.12, mostramos cómo cuatro variables de optimización, h_i , definen cuatro tramos de curva continua que delimitan el perfil del dieléctrico. Como en 6.1.1, el material es *Rexolite*. Experimentos con más tramos nos confirman que cuatro son suficientes. La longitud L también es una variable de optimización. La altura $t = 0,2 mm$ es fija y simula el imperfecto pegamento del dieléctrico al metal cuyo perfil tiene derivada nula. Todo para minimizar el coeficiente de reflexión.

La única restricción que deben satisfacer las variables de optimización h_i es no definir un perfil que sobrepase los límites definidos por la pared eléctrica y magnética. Esto no sólo implica $0 \leq h_i \leq \frac{bw_{R-90}}{2}$ sino que las curvas que dan lugar deben estar igualmente acotadas.

6.3.1.1. Diseño

En la tabla 6.4, tenemos las cotas y los valores resultantes de este diseño.

Con una longitud de $7,338 cm$ el error diferencial de fase (ver figura 6.13) aparece acotado entre $\pm 6^\circ$ en la banda de interés. En la figura 6.14, el coeficiente de reflexión permanece por debajo de los $-41 dB$.

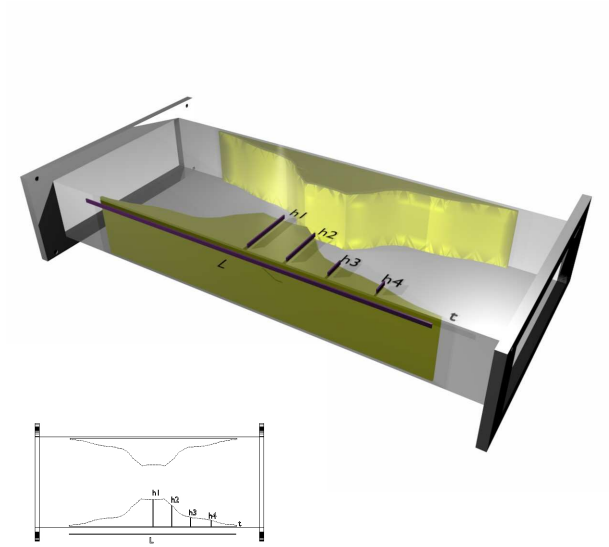


Figura 6.12: Diseño desfasador de 90° sobre una guíaonda WR-90 con dieléctrico en los bordes.

S.A. + <i>Simplex</i>	Optimizado
h_1	0,670
h_2	0,546
h_3	0,364
h_4	0,150
L	7,338

Cuadro 6.4: Parámetros del desfasador con dieléctrico en los bordes en cm.

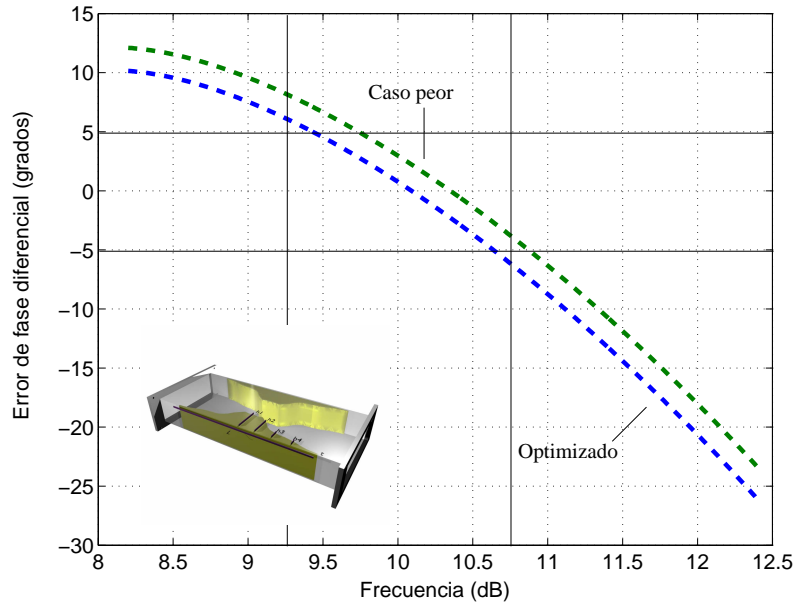


Figura 6.13: Error diferencial de fase del diseño final del desfasador de la figura 6.12 y su empeoramiento tras el análisis de tolerancias.

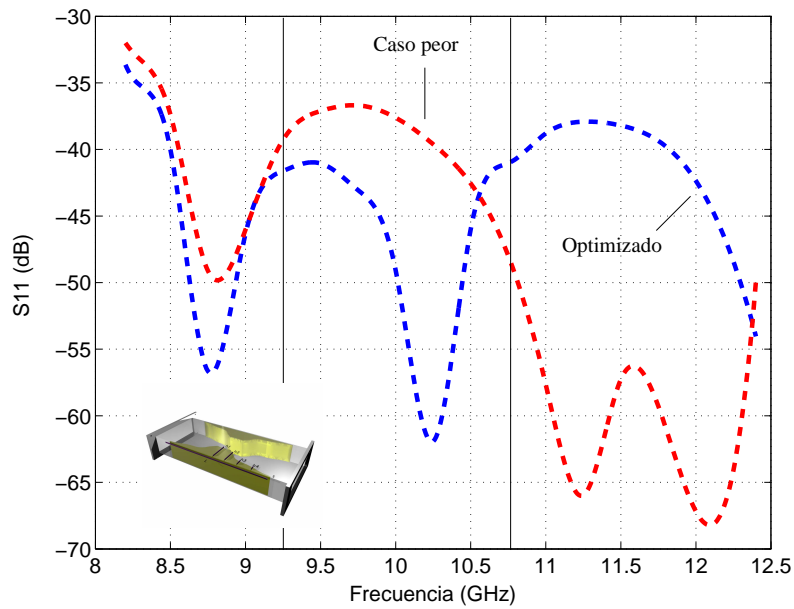


Figura 6.14: Coeficiente de reflexión del desfasador de la figura 6.12 y su empeoramiento tras el análisis de tolerancias.

tol=50 μm	Mínimo	Máximo	Optimizado
h_1	0,665	0,675	0,665
h_2	0,541	0,551	0,541
h_3	0,359	0,369	0,361
h_4	0,145	0,155	0,145
L	7,333	7,343	7,335

Cuadro 6.5: Análisis de tolerancia del desfasador con dieléctrico en los bordes.

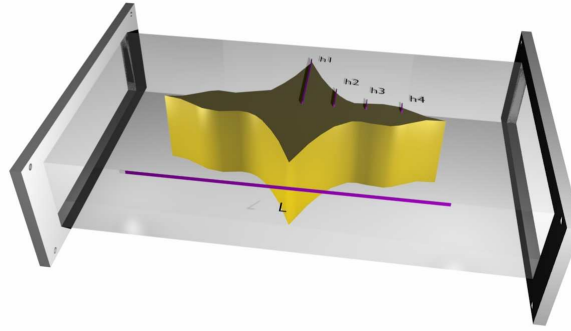


Figura 6.15: Diseño desfasador de 90° sobre una guíaonda WR-90 con dieléctrico en el centro.

6.3.1.2. Análisis de tolerancias.

En la tabla 6.5, recogemos los valores del peor caso del análisis de tolerancias.

La peor perturbación en las dimensiones desplaza la curva de fase hacia frecuencias más altas.

6.3.2. Dieléctrico en el centro.

En la figura 6.15, mostramos las variables de optimización h_i que definen el perfil del dieléctrico y L la longitud del dieléctrico. El material es también *Rexolite*.

Las restricciones que deben satisfacer las variables de optimización h_i son las mismas que antes:

- $0 \leq h_i \leq \frac{b_{WR-90}}{2}$ y
- las curvas a que dan lugar estén igualmente acotadas.

6.3.2.1. Diseño

En la tabla 6.6, tenemos las cotas y los valores resultantes de este diseño.

S.A.+ <i>Simplex</i>	Optimizado
h_1	0,368
h_2	0,321
h_3	0,134
h_4	0,078
L	2.723

Cuadro 6.6: Parámetros del desfasador con dieléctrico en el centro cm.

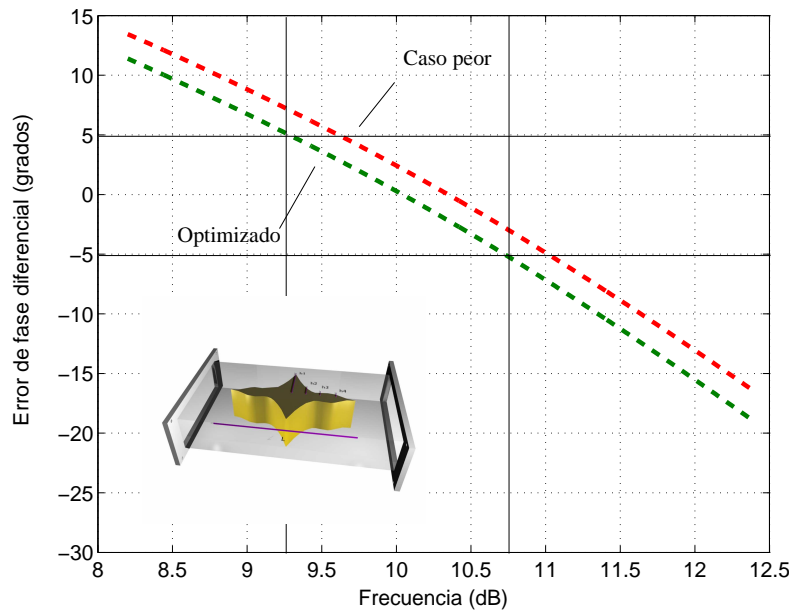


Figura 6.16: Error diferencial de fase del diseño final del desfasador de la figura 6.15 y su empeoramiento tras el análisis de tolerancias.

Con una longitud de 2,723 cm el error diferencial de fase (ver figura 6.13) aparece acotado entre $\pm 5^\circ$ en la banda de interés. En la figura 6.14, el coeficiente de reflexión permanece por debajo de los -38 dB.

Una posible explicación de estos resultados en contraste con los anteriores (menor longitud y similares prestaciones) es que el modo fundamental transporta la mayor parte de la energía por el centro de la guía donde ahora colocamos el dieléctrico encargado de retrasar la propagación de la onda.

6.3.2.2. Análisis de tolerancias.

En la tabla 6.7, recogemos los valores del peor caso del análisis de tolerancias.

La peor perturbación en las dimensiones desplaza la curva de fase hacia frecuencias más altas.

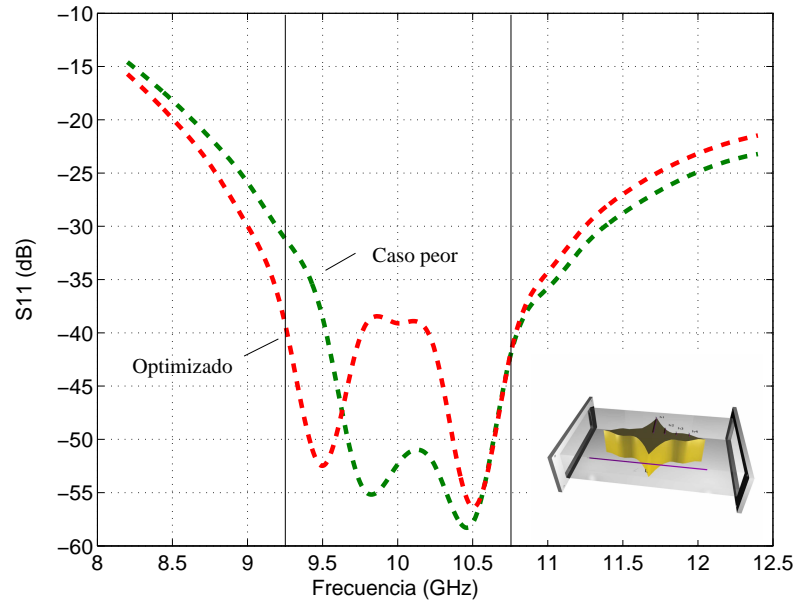


Figura 6.17: Coeficiente de reflexión del desfaseador de la figura 6.15 y su empeoramiento tras el análisis de tolerancias.

tol=50 μm	Mínimo	Máximo	Optimizado
h_1	0,363	0,373	0,363
h_2	0,316	0,326	0,316
h_3	0,129	0,139	0,129
h_4	0,073	0,083	0,073
L	2,718	2,728	2,718

Cuadro 6.7: Análisis de tolerancia del desfaseador con dieléctrico en los bordes.

6.4. Divisores de potencia simétricos.

Empleamos nuestro método con redes de tres puertas. En este apartado diseñaremos dos divisores de potencia basados en guíaondas dispuestas en T. Llamaremos puerta 1 a aquella que no está enfrentada a ninguna otra. La potencia entrante por la puerta 1 se repartirá entre las otras dos dispuestas de forma simétrica.

Se desea un dispositivo que:

1. tenga bajo coeficiente de reflexión en todas las puertas: $|s_{11}|_{dB} \simeq |s_{22}|_{dB} \simeq |s_{33}|_{dB} \simeq 0$,
2. sea divisor a -3 dB : $|s_{12}|_{dB} = |s_{13}|_{dB} = -3$ y
3. tenga bajo acoplamiento entre salidas: $|s_{23}|_{dB} \simeq 0$

Pero éste es un dispositivo pasivo y sin pérdidas por lo que su matriz de dispersión cumple:

$$S_t^* \cdot S = 1$$

y teniendo en cuenta que por simetría los índices 2 y 3 son intercambiables:

1. $|s_{11}|^2 + 2 \cdot |s_{12}|^2 = 1$, es decir: si se diseña para tener un bajo coeficiente de reflexión también lograremos -3 dB de factor de división de potencia.
2. $|s_{22}|^2 + |s_{23}|^2 + |s_{13}|^2 = 1$, es decir: si se diseña $|s_{13}|_{dB} = -3$ tendremos forzosamente un gran acoplo entre salidas y un coeficiente de reflexión en esas puertas alto.

Teniendo en cuenta estas consideraciones podemos simplificar enormemente la función de coste. No es necesario evaluar todos los parámetros de mérito del dispositivo sino que como están todos relacionados nos fijamos en uno de ellos. Así la función de coste nos queda:

$$f(\bar{x}) = 100 + \max_{f_{GHz} \in (8,2, 12,4)} (|s_{11}|_{dB})$$

En el análisis de tolerancias se emplea la función opuesta:

$$f(\bar{x}) = - \max_{f_{GHz} \in (8,2, 12,4)} (|s_{11}|_{dB})$$

A la vista de los resultados que presentaremos a continuación, las estructuras plano-H no son apropiadas para el diseño de divisores de potencia en banda ancha. Intuitivamente podemos pensar que el campo eléctrico del modo fundamental, que tiene sólo componente vertical, choca contra una sección vertical de metal que refleja esta incidencia. Las simetrías no permiten eliminar esta sección. En un divisor plano-E la sección metálica es perpendicular al campo eléctrico. La reflexión es menor por tanto. De todos modos, en diseños de banda estrecha una estructura plano-H con poste vertical nos permite diseños con muy buenas prestaciones. De algún modo las reflexiones llegan a cancelarse para algunas frecuencias.

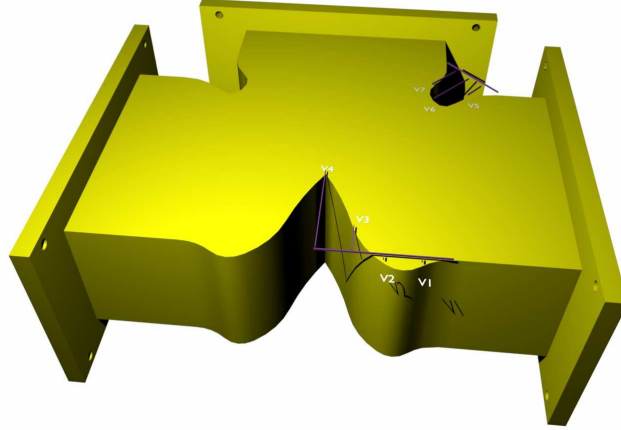


Figura 6.18: Diseño de un divisor de potencia a -3 dB en banda ancha sobre WR-90.

S.A.+ <i>Simplex</i>	Optimizado
V_1	-0,094
V_2	-0,098
V_3	0,296
V_4	0,918
V_5	-0,440
V_6	-0,574
V_7	-0,352

Cuadro 6.8: Parámetros del divisor en banda ancha en cm.

6.4.1. Divisor en banda ancha.

En la figura 6.18, mostramos las variables de optimización V_{1-4} que definen el perfil de la pared metálica opuesta a la puerta 1. Empleamos 4 tramos continuos curvos en esta zona. Para evitar picos salientes imposibles de mecanizar (ver 3.2.1.2) restringimos $V_4 > V_3$. También forzamos una pendiente nula en la conexión con las guías de salida. Las variables V_{5-7} definen otros cuatro tramos continuos curvos que constituyen la conexión metálica entre la puerta de salida y de entrada. Como antes, estas curvas inciden perpendicularmente al plano de la puerta de salida.

La estructura es simétrica. También llevamos a cabo diseños que incluían un poste vertical metálico pero éste no sólo no aportaba mejoras sino que empeoraba la respuesta .

6.4.1.1. Diseño

En la tabla 6.8, tenemos las cotas y los valores resultantes de este diseño.

En la figura 6.19, observamos como el coeficiente de reflexión se mantiene por debajo de los -14 dB en toda la banda monomodo. Una T recta apenas llega

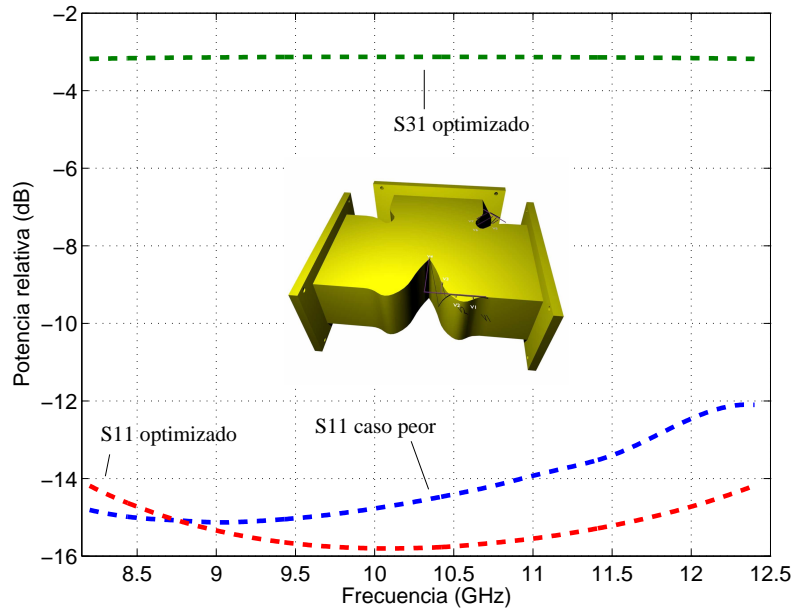


Figura 6.19: Respuesta eléctrica del diseño final del divisor en banda ancha de la figura 6.15 y su empeoramiento tras el análisis de tolerancias.

tol=50 μm	Mínimo	Máximo	Optimizado
V_1	-0,099	-0,089	-0,089
V_2	-0,103	-0,093	-0,100
V_3	0,291	0,301	0,296
V_4	0,913	0,923	-0,917
V_5	-0,445	-0,435	-0,436
V_6	-0,579	-0,569	-0,579
V_7	-0,357	-0,347	-0,348

Cuadro 6.9: Análisis de tolerancia del divisor en banda ancha.

a los -6 dB como podemos ver en [72]. La transmisión de potencia a las puertas de salida es prácticamente constante en toda la banda y de valor $-3,18\text{ dB}$ en el peor de los casos.

6.4.1.2. Análisis de tolerancias.

En la tabla 6.9, recogemos los valores del peor caso del análisis de tolerancias.

La peor perturbación en las dimensiones desplaza las respuestas hacia frecuencias más bajas, empeorando los valores de mérito en las frecuencias altas. La evaluación de la robustez de este diseño depende de los requerimientos eléctricos que tengamos sobre este dispositivo.

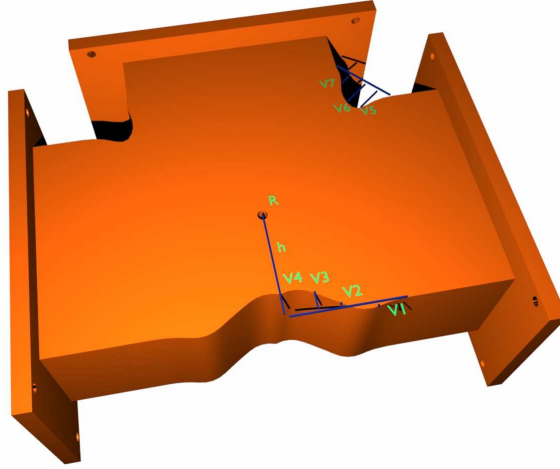


Figura 6.20: Diseño de un divisor de potencia a -3 dB en banda estrecha sobre WR-90.

S.A.+ <i>Simplex</i>	Optimizado
V_1	-0,036
V_2	0,016
V_3	0,202
V_4	0,232
V_5	-0,286
V_6	-0,362
V_7	-0,192
h	1,078
R	0,050

Cuadro 6.10: Parámetros del divisor en banda estrecha en cm.

6.4.2. Divisor en banda estrecha.

En este caso buscamos los mismos méritos que en el diseño anterior salvo que ahora en una banda más estrecha (de 10,05 GHz a 10,3 GHz).

Además de las variables V_i y las consideraciones geométricas del caso anterior, añadimos las variables h y R que posicionan un poste circular sintonizador. Restringimos el radio mínimo practicable para este poste a 1 mm.

En la figura 6.20, observamos que el perfil presenta un pico saliente a la altura da la variable V_4 . El diseño resulta especialmente sensible a la variación de la distancia entre ese punto y el poste vertical. Como ya hemos dicho, estos picos no son realizables con una fresadora y quedan curvos con el radio de la broca mínima . Si este diseño fuera a fabricarse debería simularse la curvatura de ese pico.

6.4.2.1. Diseño

En la tabla 6.10, tenemos las cotas y los valores resultantes de este diseño.

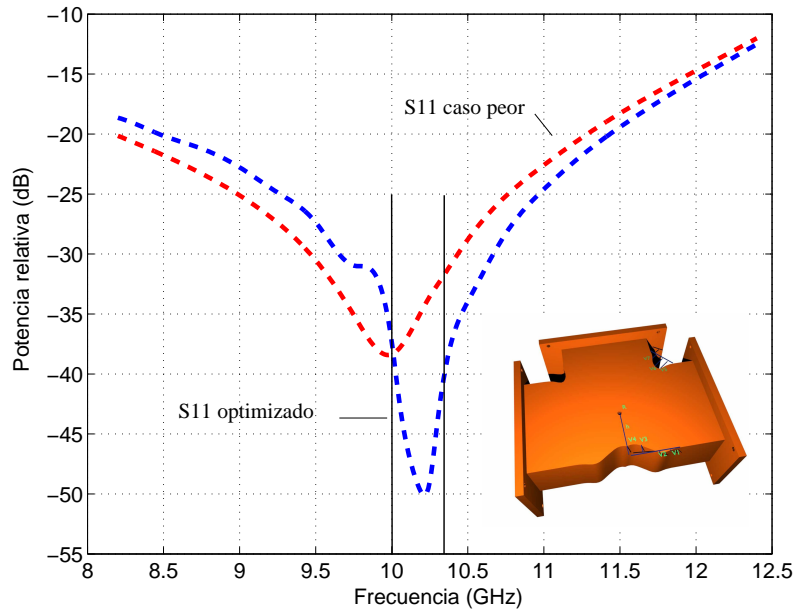


Figura 6.21: Respuesta eléctrica del diseño final del divisor en banda estrecha de la figura 6.20 y su empeoramiento tras el análisis de tolerancias.

En la figura 6.21, observamos como el coeficiente de reflexión se mantiene por debajo de los -37 dB en toda la banda de interés. Fuera de la banda la respuesta empeora rápidamente. La transmisión de potencia a las puertas de salida es prácticamente -3 dB .

6.4.2.2. Análisis de tolerancias.

En la tabla 6.9, recogemos los valores del peor caso del análisis de tolerancias.

La peor perturbación en las dimensiones provoca un empeoramiento de la respuesta llevando el coeficiente de reflexión hasta los -31 dB en el caso peor. Esto demuestra la robustez del diseño en un posible proceso de fabricación.

tol= $50\text{ }\mu\text{m}$	Mínimo	Máximo	Optimizado
V_1	-0,041	-0,031	-0,039
V_2	0,011	0,021	0,017
V_3	0,197	0,207	0,203
V_4	0,227	0,237	0,229
V_5	-0,291	-0,281	-0,289
V_6	-0,367	-0,357	-0,363
V_7	-0,197	-0,187	-0,191
h	1,073	1,083	1,075
R	0,045	0,055	0,051

Cuadro 6.11: Análisis de tolerancia del divisor en banda estrecha.

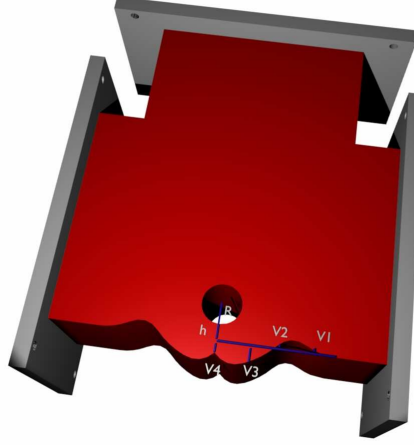


Figura 6.22: Diseño de la unión en T de un diplexor de dos canales sobre WR-90.

6.5. Diplexor.

En este apartado, diseñamos la unión en T simétrica de un diplexor de dos canales ($B_1 = [9, 8_{GHz}, 10, 05_{GHz}]$ y $B_2 = [10, 55_{GHz}, 10, 8_{GHz}]$) a través del método propuesto en [73]. Éste segmenta el diseño de la unión y de los filtros de canal de forma que podamos abordar separadamente estos elementos. Las condiciones que debe satisfacer la unión en T son:

$$\begin{aligned} |s_{22}| &= |s_{33}| \simeq |s_{11}| \\ |s_{11}| &\simeq \frac{1}{3} \\ \frac{\delta s_{22}}{\delta f} &\simeq \frac{\delta s_{23}}{\delta f} \simeq \frac{\delta s_{33}}{\delta f} \simeq 0 \end{aligned} \quad f \in B_1 \cup B_2$$

Conforme a estas restricciones planteamos la siguiente función de coste:

$$\begin{aligned} f(\bar{x}) &= a + b + c \\ \text{Donde : } a &= \max_{f \in [B_1 \cup B_2]} ||s_{11}|_{dB} - |s_{33}|_{dB}| \\ b &= \max_{f \in [B_1 \cup B_2]} ||s_{11}|_{dB} + 20 \cdot \log\left(\frac{1}{3}\right)| \\ c &= \max_{f \in [B_1 \cup B_2]} |s_{23}(f_i) - s_{23}(f_{i+1})| \end{aligned}$$

Esta función de coste evalúa la mayor desigualdad dentro de las bandas de interés. No es necesario forzar la derivada nula de los parámetros s_{11} ni s_{33} puesto que se penaliza su desviación respecto a $20 \cdot \log\left(\frac{1}{3}\right)$.

Las variables V_i definen el perfil inferior de la unión en T. Este tramo de 4 curvas concatenadas de forma continua y suave incide perpendicularmente al plano de la puertas enfrentadas. Las variables h y R posicionan un poste circular sintonizador. Restringimos el radio mínimo practicable para este poste a 1 mm.

6.5.0.3. Diseño

En la tabla 6.12, tenemos las cotas y los valores resultantes de este diseño.

En la figura 6.21, observamos como los coeficientes s_{11} y s_{22} tienen valores semejantes en las bandas de los canales ($\simeq -9,5 dB$) y su variación con la frecuencia es lenta.

S.A.+ <i>Simplex</i>	Optimizado
V_1	0,074
V_2	0,030
V_3	-0,168
V_4	-0,108
h	0,366
R	0,198

Cuadro 6.12: Parámetros de la unión en T del diplexor en cm.

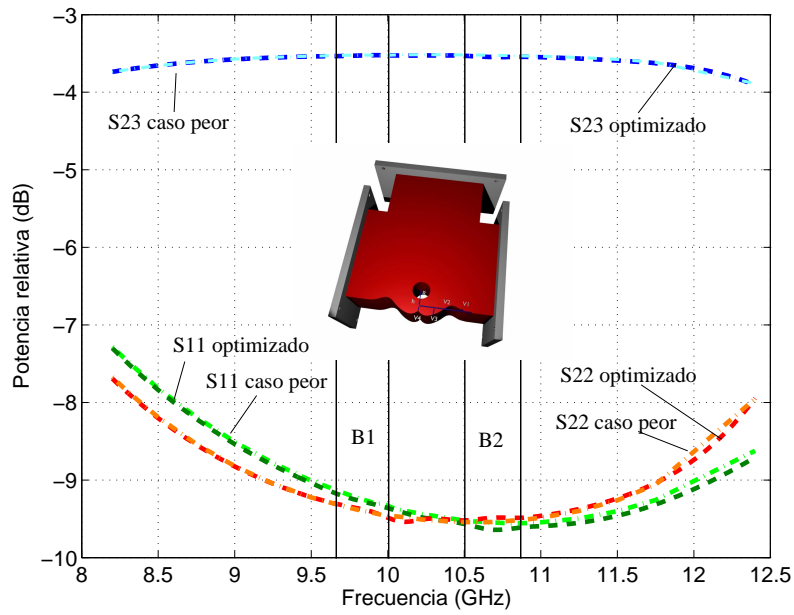


Figura 6.23: Respuesta eléctrica del diseño final de la unión en T del diplexor de la figura 6.22 y su empeoramiento tras el análisis de tolerancias.

tol=50 μm	Mínimo	Máximo	Optimizado
V_1	0,069	0,079	0,078
V_2	0,025	0,035	0,031
V_3	-0,173	-0,163	-0,166
V_4	-0,113	-0,103	-0,109
h	0,361	0,371	0,367
R	0,193	0,203	0,197

Cuadro 6.13: Análisis de tolerancia de la unión en T del diplexor.

El diseño completo del diplexor debería incluir los dos filtros de canal. Estos filtros se diseñarían respecto a cargas normalizadas con la única restricción de tener rechazo a las frecuencias de paso del otro canal. En el artículo [73], indican a qué distancia deben colocarse los filtros para que el diplexor en su conjunto tenga un funcionamiento óptimo.

6.5.0.4. Análisis de tolerancias.

En la tabla 6.13, recogemos los valores del peor caso del análisis de tolerancias.

La peor perturbación en las dimensiones apenas provoca empeoramiento de la respuesta eléctrica.

Capítulo 7

Aproximaciones racionales: Aplicación.

El siguiente ejemplo es una aplicación de método propuesto en 4.3.2. Forma parte del trabajo realizado en una breve estancia en la *Università degli Studi di Perugia* en Italia bajo la dirección del profesor *Mauro Mongiardo*.

Analizaremos un filtro plano-H en cavidades resonante rectangulares. Veremos como aplicando la técnica de segmentación y aproximación racional reducimos a unos pocos puntos de frecuencia los análisis necesarios para conocer la respuesta en toda la banda.

La estructura ha sido tomada de la bibliografía [25] y es reproducida en la figura 7.1. Segmentamos de la siguiente manera:

- Tramo de guía de longitud L_1 .
- Iris de longitud L_2 y anchura H_1 .
- Tramo de guía de longitud L_3 .
- Iris de longitud L_4 y anchura H_2 .
- Tramo de guía de longitud L_5 .

Las restantes secciones no necesitan ser analizadas porque la estructura es simétrica.

Aunque las secciones de guíaonda podrían evaluarse de forma analítica sobre cada punto de frecuencia no lo hacemos y utilizamos el método de interpolación también sobre ellas. Empleamos 7 puntos de frecuencia repartidos uniformemente sobre la banda que va desde los 8,2 GHz a los 16 GHz. Cada segmento es analizado con A.M..

En la figura 7.2, representamos el módulo obtenido del parámetro s_{11} del primer iris. Estos valores resultan prácticamente indistinguibles de la respuesta no interpolada.

La concatenación de las M.D.G. de cada segmento permite obtener la respuesta completa que exponemos en la figura 7.3. De nuevo resulta indistinguible de la obtenida punto a punto.

Todos estos cálculos han sido realizados en un ordenador PIII a 736 MHz con 384 Mbytes de RAM sobre 850 puntos de frecuencia. Aplicar este método

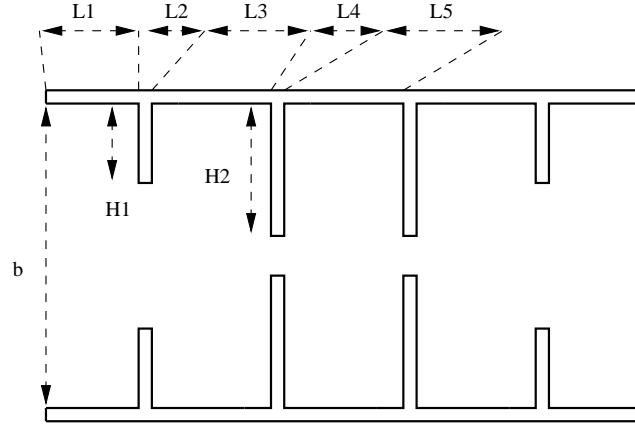


Figura 7.1: Planta del filtro plano-H sobre una guíaonda WR-75 con $b = 1,905 \text{ cm}$, $L_1 = 0,5 \text{ cm}$, $L_2 = 0,2 \text{ cm}$, $L_3 = 1,06071918 \text{ cm}$, $L_4 = 0,2 \text{ cm}$, $L_5 = 1,1918 \text{ cm}$, $H_1 = 0,494 \text{ cm}$ y $H_2 = 0,657 \text{ cm}$.

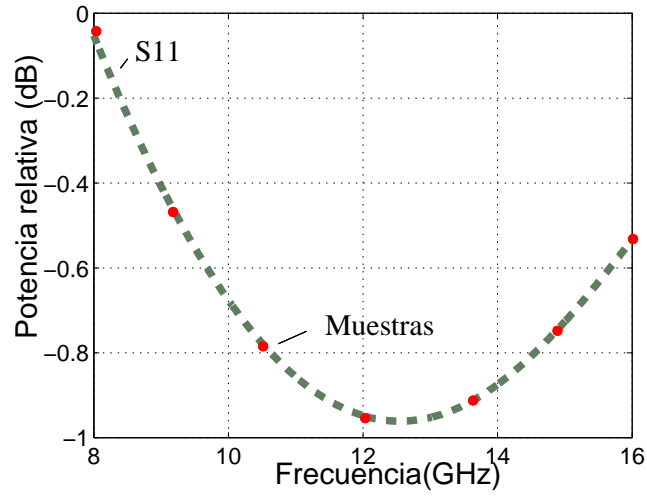


Figura 7.2: Respuesta eléctrica obtenida por el método de aproximaciones racionales a partir de 7 muestras equiespaciadas del iris de longitud L_2 .

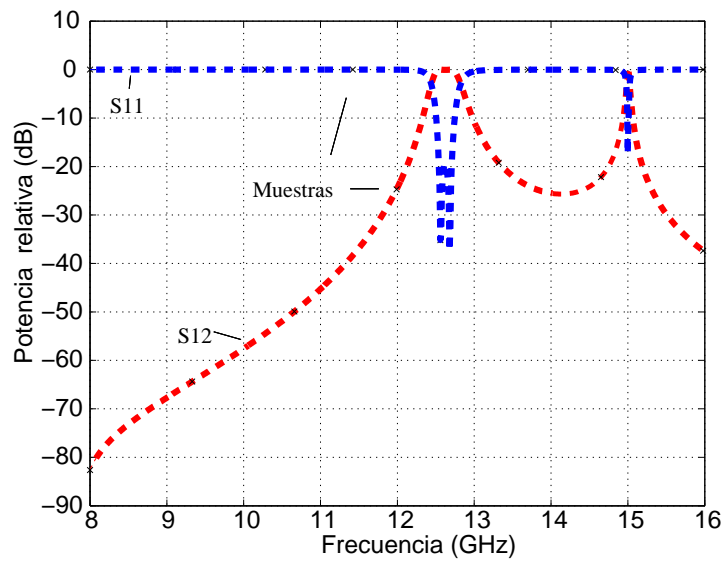


Figura 7.3: Respuesta eléctrica obtenida por el método de aproximaciones racionales a partir de 7 muestras equiespaciadas del filtro de la figura 7.1.

requiere 2 minutos de cálculo para este circuito. Sin él, nos lleva 2,5 minutos. Tenemos un ahorro del 25 % del tiempo de análisis.

Capítulo 8

Bocinas cargadas de dieléctrico.

Aplicamos **S.F.E.L.P.** + **S.A.** para diseñar antenas de bocina cargadas con dieléctrico con simetría de revolución y perfil arbitrario. Aprovechamos la flexibilidad de los elementos finitos para abordar estructuras de formas variadas y con distintos materiales. Restringiéndonos a estructuras con simetría de revolución, alcanzamos una eficiencia (1 min. por frecuencia) que nos permite utilizar **S.A.** para diseñar.

El dominio de análisis debe limitarse haciendo uso de técnicas como el **P.M.L.** [48], **A.B.C.** o una expansión de modos esféricos [49] sobre una superficie esférica. En este trabajo empleamos la expansión modal que permite resolver el problema en términos de **M.D.G.** y calcular el campo radiado como superposición de los modos esféricos. Así obtendremos fácilmente datos como las pérdidas de retorno, directividad y diagrama de radiación.

En principio, debemos posicionar la puerta esférica de modo que contenga completamente a la estructura, sin embargo en este trabajo posicionaremos y reduciremos el radio de la esfera de forma que intercepte la bocina suficientemente lejos de la apertura. De este modo tendremos en consideración todas las corrientes significativas para la radiación y reduciremos el número de elementos mejorando la eficiencia del análisis. En la figura 8.1 vemos un ejemplo. Mostraremos en este capítulo ejemplos que validan esta aproximación.

Todos los modos esféricos son propagantes en una guionda esférica a cualquier frecuencia. Por tanto, cualquier modo es susceptible de transportar potencia. Sin embargo, no todos son necesarios para describir el campo existente en una discontinuidad (antena). En [53] encontramos una expresión eurística que nos indica hasta que orden n las función de Hankel deben aparecer en la expansión modal.

$$n_{max} \simeq k \cdot R_{puerta\ esférica} + 10$$

Estudios recientes elaborados por *Frank Jensen* y *Aksel Frandsen* en *Ticra* (*On The Number of Modes in Spherical Wave Expansions*) concluyen que un límite más preciso para n_{max} sería:

$$n_{max} = k \cdot R_{puerta\ esférica} + 0,045 \cdot (-P_{excluida}^{dB}) \cdot \sqrt[3]{k \cdot R_{puerta\ esférica}}$$

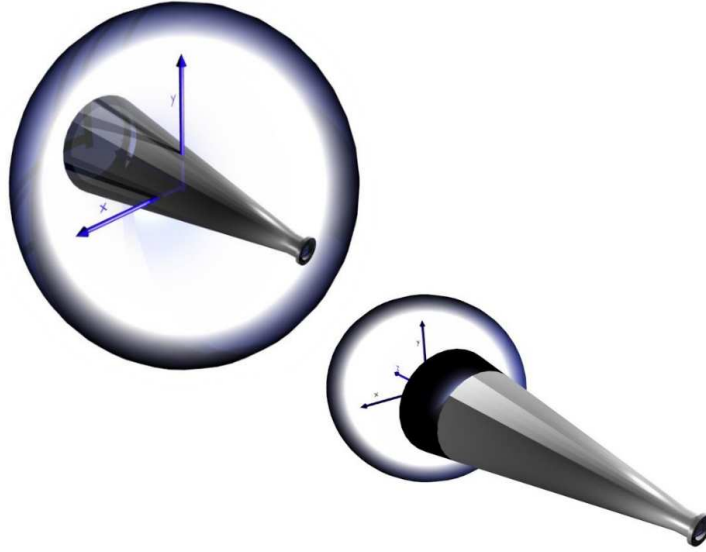


Figura 8.1: Disposición de la puerta esférica en una bocina recta para obtener la mayor eficiencia.

siendo $P_{excluida}^{dB}$ la fracción de potencia no considerada por truncar el sumatorio de modos esféricos.

La antena es transparente a todos los modos incidentes descritos por una función de Hankel cuyo orden sea superior a n_{max} . Esto se puede expresar así:

$$|s_{ii}| = 1 \quad \forall i(n); n > n_{max}$$

Una referencia fundamental para el diseño de antenas de bocina cargadas con dieléctrico es [74]. Tomaremos un par de ejemplos de este libro para ajustar los parámetros de la puerta esférica. El interés por mejorar las prestaciones de las antenas ha llevado a otros, antes que a nosotros, a modificar el perfil de las mismas [75]. Generalmente estos diseños son realizados con A.M. y no permiten incluir dieléctricos de forma sencilla. También pueden encontrarse diseños de bocinas parcialmente cargadas de dieléctrico pero de perfil recto [76]. En este capítulo cubriremos el hueco y diseñaremos bocinas cargadas parcialmente con uno o más dieléctricos con perfil curvo tanto en la pared metálica como en el material interior.

8.1. Verificación del método.

Comprobaremos con dos ejemplos la capacidad de análisis del método propuesto en esta tesis.

8.1.1. Bocina recta.

Tomamos un diseño de bocina recta de la bibliografía ([74] pag.155 fig. 6.4) que utilizamos para ajustar el radio y colocación óptima de la puerta esférica.

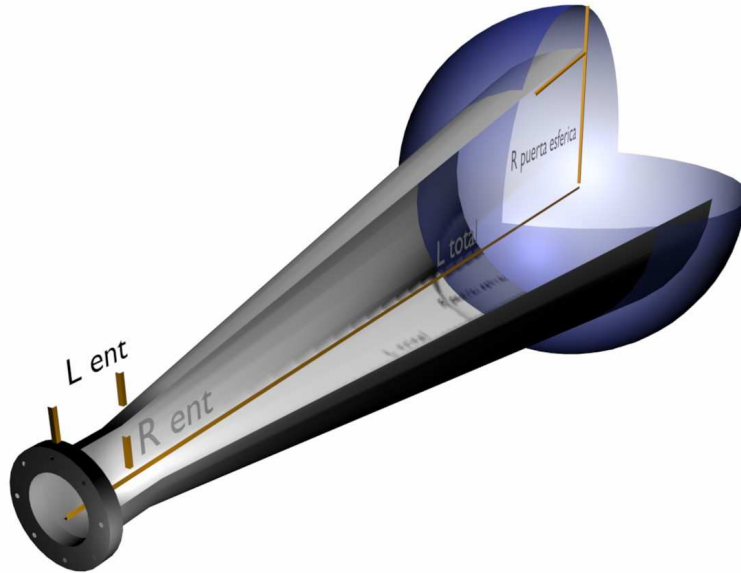


Figura 8.2: Parámetros de la bocina recta vacía y su puerta esférica.

Con este ejemplo verificamos a la vez la bondad del método y la aproximación descrita en el apartado anterior.

Se trata de una bocina recta con:

- 9,0845 *cm* de radio de apertura.
- 5° de semiángulo de abocinamiento.
- $R_{ent} = 2$ *cm* de radio en la boca de entrada.
- $R_{puerta\ esférica} = 20$ *cm*.
- $L_{ent} = 2,0234$ *cm*.
- $L_{total} = 83$ *cm*.
- Frecuencia = 6,6 *GHz*

En la figura 8.2, mostramos todos estos parámetros. La puerta esférica intercepta la bocina a $4,11\lambda$ de la apertura radiante. Se han empleado 5 modos circulares en la guíaonda de entrada y 20 modos esféricos.

En la figura 8.3, representamos el diagrama de radiación correspondiente a la contrapolar y al plano-H de la referencia y el obtenido por este método. Podemos concluir una buena fiabilidad.

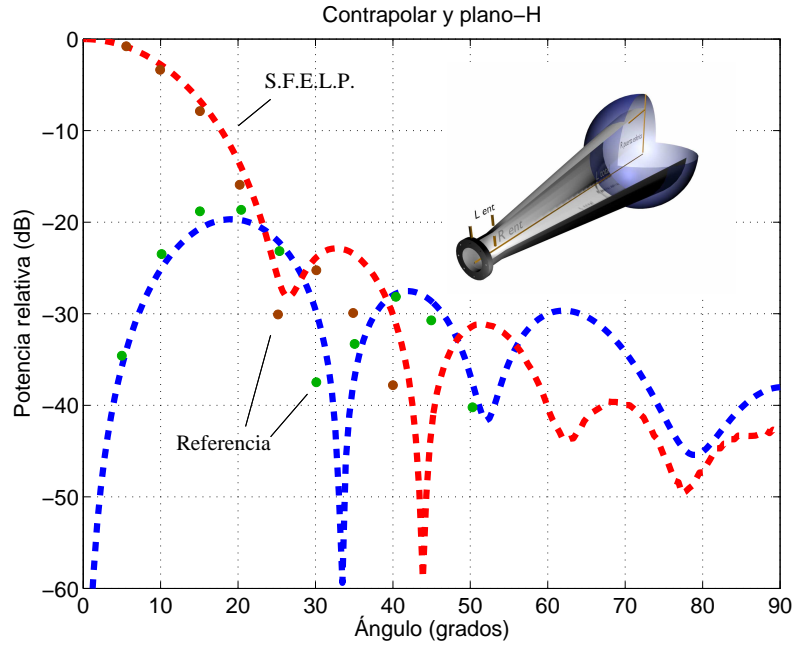


Figura 8.3: Diagrama de radiación de la bocina de la figura 8.2.

8.1.2. Bocina cargada con dieléctrico.

Tomamos otro ejemplo de la bibliografía [74]. Una bocina cargada parcialmente con dieléctrico. Comprobamos de esta forma la fiabilidad del método ante la presencia de estos materiales. Este tipo de bocinas son interesantes porque logran un bajo nivel de contrapolar, son sencillas de fabricar y suelen utilizarse como alimentador de reflectores en sustitución de las bocinas corrugadas.

Los valores de los parámetros de la bocina de la figura 8.4 son:

- 2,6 cm de diámetro en la boca de entrada,
- $D_1 = 15,4 \text{ cm}$ y $D_2 = 12,95 \text{ cm}$,
- $\theta = 12^\circ$,
- $\varepsilon_1 = 1$, $\varepsilon_2 = 1,13$,
- $L = 30,11 \text{ cm}$ y
- frecuencia de 10,5 GHz.

Se han empleado 5 modos circulares en la guíaonda de entrada y 40 modos esféricos.

También en esta ocasión los diagramas calculados y los de la referencia son concordantes (ver figura 8.5).

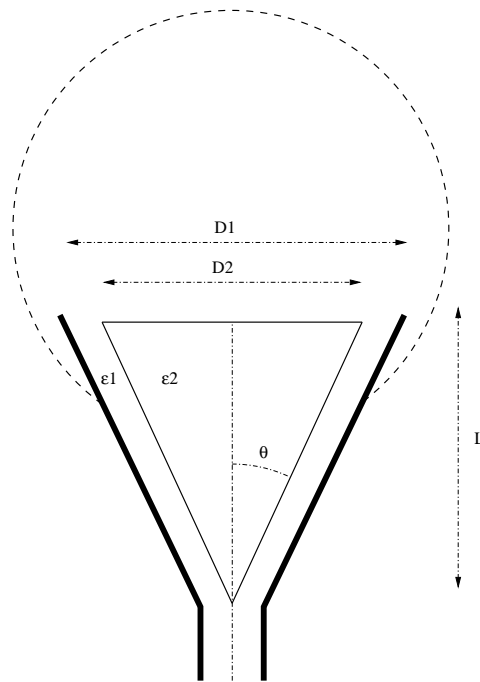


Figura 8.4: Parámetros de la bocina cargada parcialmente con dieléctrico.

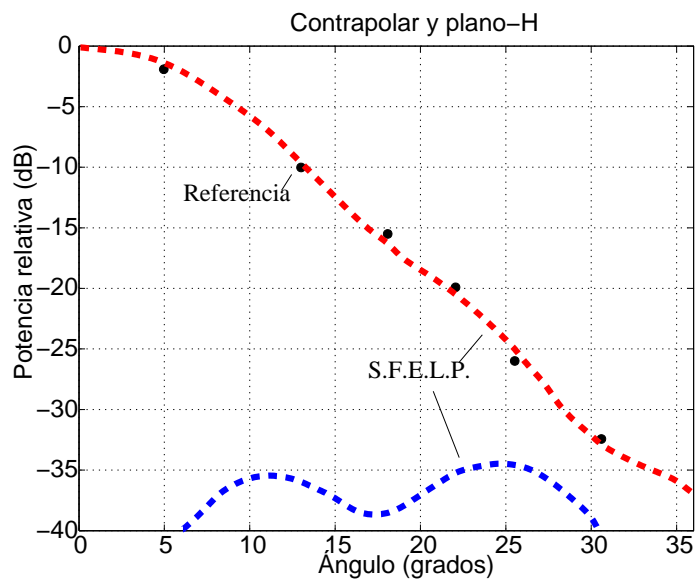


Figura 8.5: Diagrama de radiación de la bocina de la figura 8.4.

8.2. Bocina vacía.

Una vez verificado el correcto funcionamiento de la herramienta de análisis nos planteamos varios diseños. En [77] se plantea la posibilidad de sustituir una bocina corrugada por otra lisa y vacía, pero con un determinado perfil que trate de igualar sus propiedades eléctricas, como alimentadora de un reflector parabólico centrado para aplicaciones de radioastronomía. El alimentador debe iluminar el extremo del reflector situado a $\pm 14^\circ$ con una potencia, relativa al origen, de entre -12 dB a -15 dB , con la menor contrapolar y longitud posible. La frecuencia de trabajo es 100 GHz. El artículo propone un diseño que satisface estas restricciones. Nosotros propondremos otras dos soluciones obtenidas con nuestro método.

8.2.1. Función de coste.

Empleamos en estos diseño dos funciones de coste:

1. una que además de asegurar las anteriores restricciones pretende obtener la menores pérdidas de retorno

$$f_1(\bar{x}) = -10 \times \frac{N.L.S.\varphi=0^\circ}{-30} - 10 \times \frac{N.L.S.\varphi=90^\circ}{-30} + \frac{P.N.\varphi=0^\circ}{20} + \frac{P.N.\varphi=90^\circ}{20} - 10 \times \frac{X.P.\varphi=45^\circ}{-35} - \frac{|s_{11}|_{dB}}{-30} - 10 \times \frac{D(\theta=14^\circ, \varphi=0^\circ)_{dB}}{-15} - 10 \times \frac{D(\theta=14^\circ, \varphi=90^\circ)_{dB}}{-15} + 2 \times L + 63$$

siendo:

- **N.L.S.** el nivel del primer lóbulo secundario y
 - **P.N.** el ángulo θ del primer nulo de radiación.
2. y otra que busca el diagrama de radiación con el lóbulo principal lo más estrecho posible, baja contrapolar y bajo coeficiente de reflexión.

$$f_2(\bar{x}) = -10 \times \frac{N.L.S.\varphi=0^\circ}{-30} - 10 \times \frac{N.L.S.\varphi=90^\circ}{-30} + \frac{P.N.\varphi=0^\circ}{20} + \frac{P.N.\varphi=90^\circ}{20} - 10 \times \frac{X.P.\varphi=45^\circ}{-35} - 10 \times \frac{X.P.\varphi=45^\circ}{-35} - \frac{|s_{11}|_{dB}}{-30} + 2 \times L + 43$$

Las variables de optimización son las 6 alturas V_i situadas uniformemente a lo largo de la longitud total L determinando el perfil de la antena. En la figura 8.6 estas variables definen una concatenación de 6 curvas continuas y suaves. En la unión de la guíaonda con el abocinamiento la derivada es nula para fomentar un bajo coeficiente de reflexión. El radio de la guíaonda de entrada es de 1,485 mm configurando una banda de trabajo (de 85 GHz hasta 115.2 GHz).

8.2.2. Diseño.

Haremos dos diseños. El primero lo llevaremos a cabo con el algoritmo *Simplex* utilizando como punto de partida los parámetros correspondientes a la bocina propuesta en el artículo [77]. El segundo será con **S.A.** y comenzará desde un punto arbitrario.

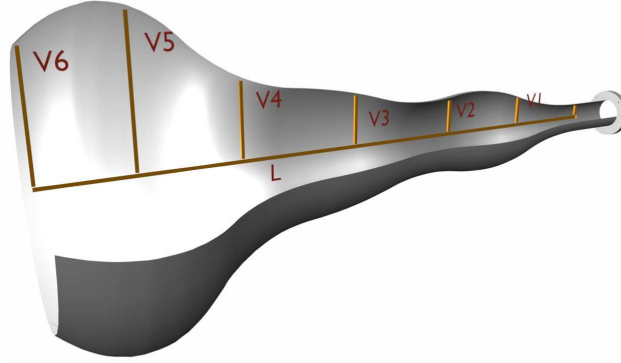


Figura 8.6: Parámetros de diseño de la bocina vacía.

<i>Simplex</i>	Optimizado
V_1	0,311
V_2	0,443
V_3	0,524
V_4	0,740
V_5	0,879
V_6	1,178
L	7,110

Cuadro 8.1: Parámetros de la antena vacía diseñada con *Simplex* en cm.

8.2.2.1. Con Simplex.

Tras 500 iteraciones y empleando la función de coste $f_2(\bar{x})$, obtenemos como resultado una bocina muy similar a la de partida. Esto no es de extrañar puesto que ésta era un diseño óptimo que apuraba el mínimo ancho de haz que una bocina lisa de esa longitud podía lograr. En la tabla 8.1 recogemos el resultado de la optimización.

En la figura 8.7 vemos el perfil solapado al del otro diseño y al de la referencia. La longitud es prácticamente la misma ($\simeq 7\text{ cm}$).

El diagrama de radiación (figura 8.8) es similar al proporcionado en [77] pero no cumple con los requisitos de la aplicación. En coeficiente de reflexión está por debajo de -30 dB .

8.2.2.2. Con S.A..

Tras 13.000 iteraciones y empleando la función de coste $f_1(\bar{x})$ obtenemos otro diseño. Éste sí que satisface las restricciones de la aplicación. El algoritmo encuentra una solución de menor longitud que la propuesta en la referencia. En las figuras 8.6 y 8.7, podemos ver la imagen sintetizada y el perfil de la antena. En la tabla 8.2, recogemos el resultado de la optimización.

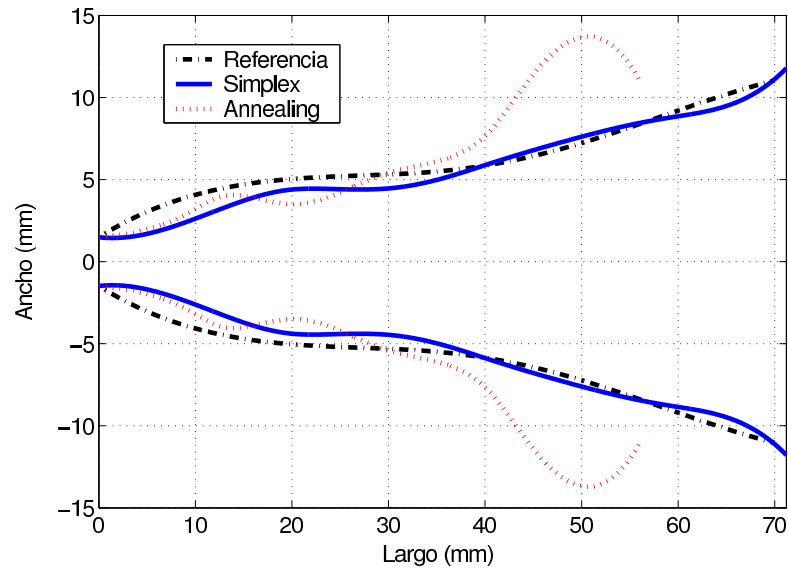


Figura 8.7: Perfiles de la bocina de referencia y de las diseñadas con *Simplex* y S.A..

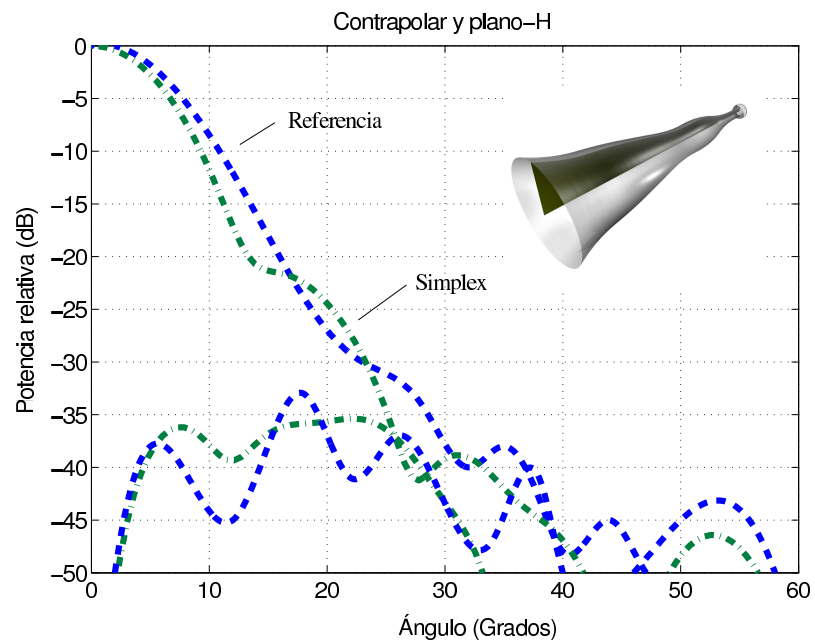


Figura 8.8: Diagrama de radiación de la bocina diseñada con *Simplex*.

S.A.	Optimizado
V_1	0,300
V_2	0,379
V_3	0,430
V_4	0,592
V_5	1,077
V_6	1,083
L	5,623

Cuadro 8.2: Parámetros de la antena vacía diseñada con S.A. en cm.

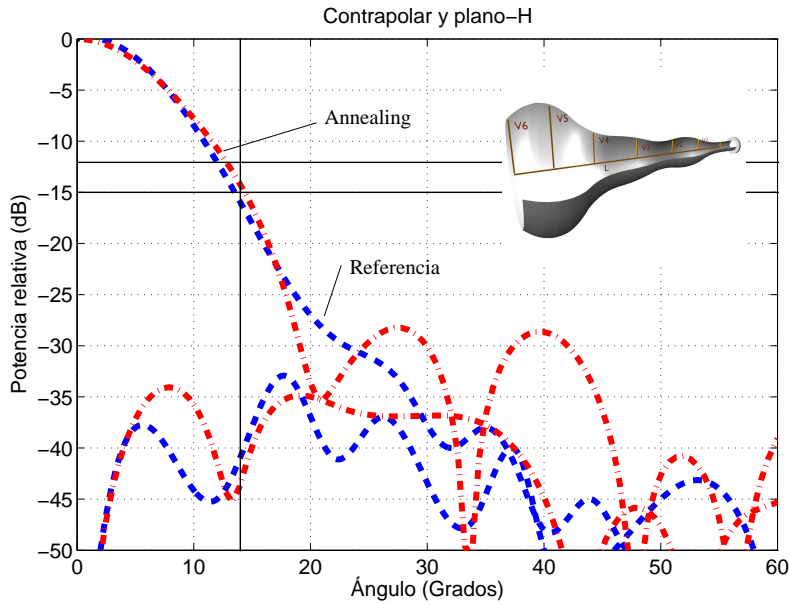


Figura 8.9: Diagrama de radiación de la bocina diseñada con S.A..

En la figura 8.9, comparamos el diagrama de radiación de este diseño con el de la referencia. En los 18° iniciales las componentes copolares son muy parecidas y las contrapolares están por debajo de -33 dB . El coeficiente de reflexión está también por debajo de los -30 dB .

Aunque hemos diseñado a una sola frecuencia esta bocina debe actuar como alimentador en la banda de trabajo citada anteriormente. En la figura 8.10, mostramos los diagramas de radiación para las frecuencias extremas de 85 GHz y 115.2 GHz.

La banda útil de esta bocina debe reducirse para poder cumplir con las especificaciones.

8.3. Bocina con dieléctrico en el centro.

Vamos a diseñar una bocina cargada con un sólo dieléctrico ($\epsilon_r = 1,3$) en el centro. Éste va a ser un diseño púramente teórico porque no prevemos

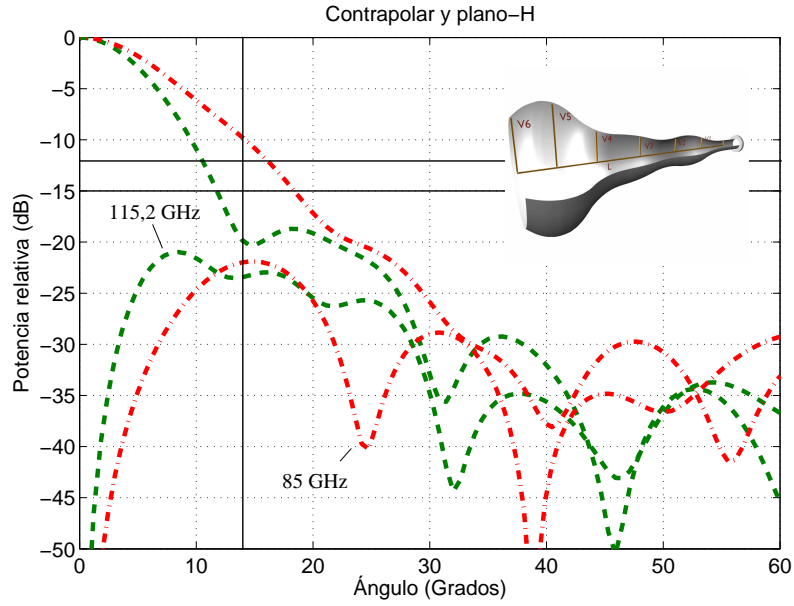


Figura 8.10: Estudio en banda de la bocina diseñada con S.A..

la sujeción del material dentro de la estructura metálica ni las dimensiones permitirán encajar las piezas. La intención es verificar qué ubicación del material dieléctrico permite obtener una antena con buenas propiedades.

La guionda de alimentación tiene un radio de $0,498 \lambda$.

Una vez diseñada la bocina optimizaremos con la misma función de coste otra de igual longitud cargada con idéntico dieléctrico y compararemos sus propiedades para comprobar que el uso de perfiles curvos es ventajoso frente a perfiles rectos.

8.3.1. Función de coste.

Empleamos en este diseño una función de coste que además de minimizar la contrapolar y las pérdidas de retorno fomenta una alta eficiencia de apertura (E.A.).

$$f(\bar{x}) = -\frac{N.L.S.^{\varphi=0^\circ}_{dB}}{-30} - \frac{N.L.S.^{\varphi=90^\circ}_{dB}}{-30} - 2 \times \frac{X.P.^{\varphi=45^\circ}_{dB}}{-35} - 2 \times E.A. - \frac{|s_{11}|_{dB}}{-30} + L \quad (8.1)$$

En el primer diseño empleamos 13 variables de optimización (ver figura 8.11):

- 6 variables h_i que fijan las distancias respecto a la perpendicular del eje de rotación distribuidas uniformemente sobre éste. En ellas se apoyan 6 tramos de curva continuos que delimitan el perfil del material dieléctrico. El primer tramo incide perpendicularmente al plano de la puerta de entrada con el objeto de fomentar un bajo coeficiente de reflexión.
- 6 variables Dh_i que representa el exceso de altura respecto a h_i sobre las que se apoyan otros 6 tramos de curva continuos que definen el perfil

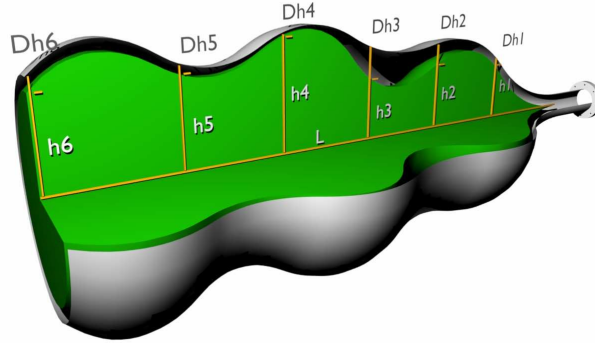


Figura 8.11: Parámetros de diseño de la bocina curva con dieléctrico en el centro.

metálico. Por el mismo motivo que antes el primer tramo incide perpendicularmente al plano de la puerta de entrada.

- Una variable L : indica la longitud de la antena.

En el segundo diseño tenemos sólo dos parámetros puesto que la bocina es recta y la longitud ya está fijada: uno es la altura h del dieléctrico en la boca de la bocina y el otro es el exceso sobre esta altura Dh sobre el que se sitúa el borde metálico (ver figura 8.12).

8.3.2. Diseño.

Empleamos **S.A.+Simplex** y obtenemos consecutivamente los valores óptimos de la dos bocinas que presentamos en la tabla 8.3.

En la figura 8.13, comparamos los diagramas de radiación de las dos antenas diseñadas. La aplicación de este tipo de bocinas tan grandes suele consistir en comunicaciones punto a punto en las que se quiere prescindir del reflector. Existen diseños de bocinas grandes y directivas, como ésta, destinadas a ser embarcadas en satélites. Su función es iluminar alguna parcela terrestre. Sin embargo, las bocinas dieléctricas no se emplean así por los problemas derivados del desgaste de los materiales expuestos a las extremas condiciones ambientales existentes fuera de la atmósfera.

Como consecuencia de los resultados observados en la tabla 8.4, podemos concluir que introducir un material dieléctrico en el centro de la guíaonda y emplear perfiles curvos permite mejorar los factores de mérito de este tipo de dispositivos.

8.4. Bocina con dieléctrico en los bordes.

Ensayamos ahora una bocina en la que el dieléctrico se sitúa sobre la pared metálica interior. Utilizamos perfiles curvos, como en el caso anterior, tanto para

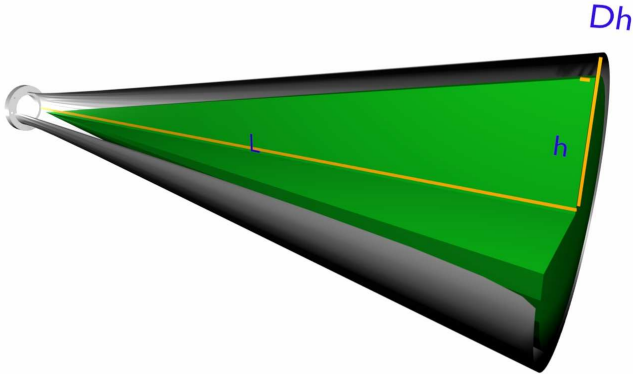


Figura 8.12: Parámetros de diseño de la bocina recta con dieléctrico en el centro.

S.A. + <i>Simplex</i>	Optimizado
L	21,87
h_1	1,746
h_2	2,382
h_3	3,086
h_4	3,686
h_5	3,589
h_6	2,969
Dh_1	0,387
Dh_2	0,890
Dh_3	0,755
Dh_4	0,201
Dh_5	0,371
Dh_6	0,140
h	1,192
Dh	0,468

Cuadro 8.3: Parámetros de las antenas cargadas con dieléctrico en λ .

Mérito	Recta	Curva
E.A. (%)	53	88
Pérdidas de retorno (dB)	-21	-25
Contrapolar (dB)	-37	-32
Anchura del haz a -3 dB (Grados)	± 8	± 5

Cuadro 8.4: Comparación entre la bocina recta y la curva.

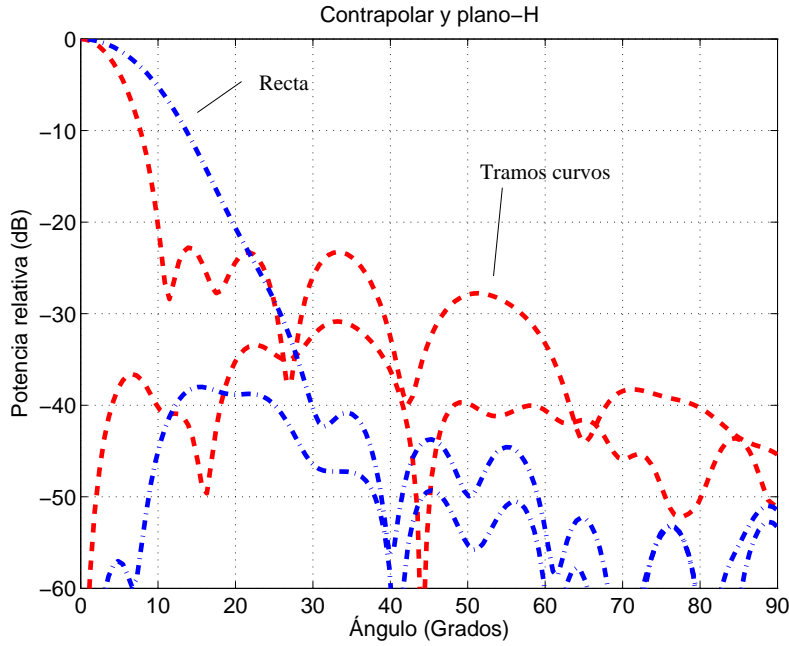


Figura 8.13: Diagramas de radiación de las bocinas de las figuras 8.11 y 8.3.

el metal como para el material. Describimos cada uno de los dos perfiles con 6 tramos de curva continuos (ver figura 8.14).

Las variables de optimización son las mismas de antes mas otra que representa la permitividad eléctrica. Para fijar el rango de variación de este último parámetro elegimos un producto comercial de la empresa *Cuming Microwave Corporation*. El *C-Stock* es un material dieléctrico artificial y ligero que puede obtenerse con unos valores de ϵ_r de 2,5 a 5.

El radio de la guíonda de entrada es de $0,485\lambda$. Optimizamos con la función de coste 8.1.

8.4.1. Diseño.

Las variables del diseño resultante se pueden ver en la tabla 8.5. El resultado es una bocina larga ($> 18\lambda$) y pesada ($\epsilon_r = 3,9$).

Las pérdidas de retorno están por encima de los -15 dB y la E.A. por debajo del 30%. La contrapolar llega hasta los -17 dB (ver figura 8.15).

Estos resultados nos confirman que esta disposición de los elementos no permite obtener un campo en la apertura con fase y magnitud constante que es la propiedad indispensable para obtener una alta E.A..

8.5. Bocina con dos dieléctricos.

La intención que tenemos al introducir dieléctricos y perfiles curvos es igualar o superar la E.A. de bocinas corrugadas [78] y la de las bocinas con *hard walls* [79] con longitudes de antena iguales o inferiores. Ambas tecnologías pretenden

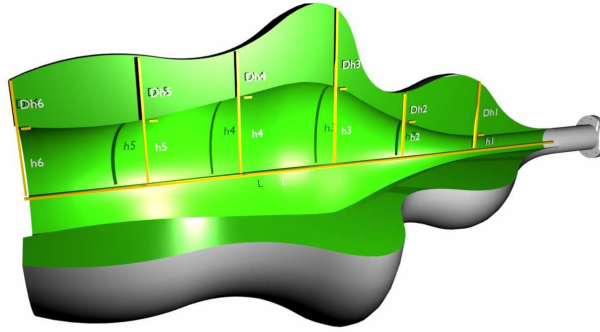


Figura 8.14: Parámetros de diseño de la bocina curva con dieléctrico en los bordes.

S.A. + <i>Simplex</i>	Optimizado
L	18,608
h_1	0,493
h_2	0,951
h_3	2,355
h_4	2,824
h_5	2,157
h_6	2,183
Dh_1	1,342
Dh_2	1,605
Dh_3	1,563
Dh_4	1,932
Dh_5	1,758
Dh_6	1,307
ε_r	3,9

Cuadro 8.5: Parámetros de las antenas cargada de dieléctrico en los bordes en λ .

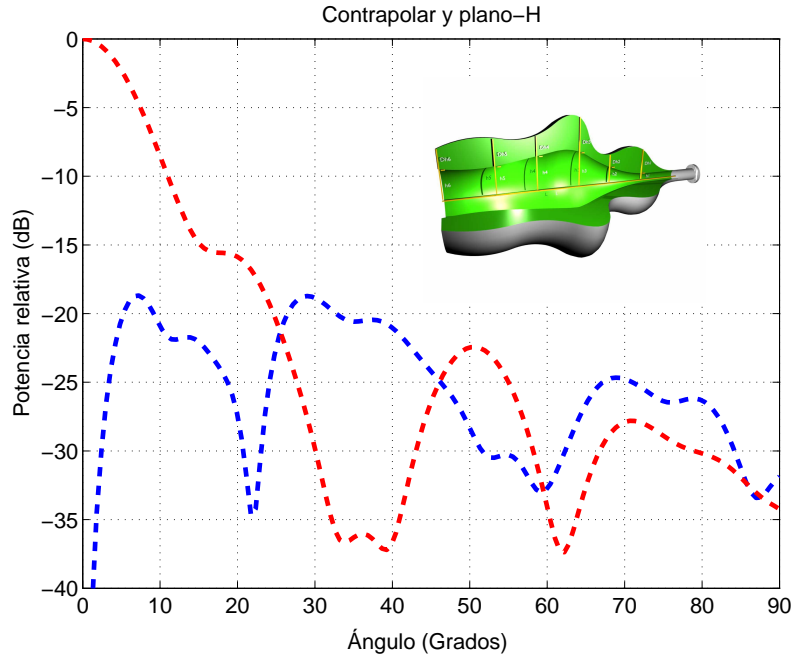


Figura 8.15: Diagramas de radiación de la bocinas de la figura 8.14.

generar unas condiciones en el contorno metálico interno que favorezcan un campo uniforme en la apertura. La condición de conductor perfecto impide esta homogeneidad, especialmente en bocinas cónicas. Los ejemplos anteriores nos han enseñado que la colocación de un material de mayor constante dieléctrica en el centro de la bocina puede mejorar sus prestaciones. Podríamos pensar que el campo se confina en el material de mayor ϵ_r y “ve poco al metal” porque a pesar de encontrarse a escasa distancia está separado por un medio de menor ϵ_r (el aire u otro material) que lo aísla. Es el mismo efecto electromagnético que permite el guiado del haz laser en fibras ópticas.

Queremos hacer un diseño fácilmente fabricable. Para ello:

- Emplearemos dos materiales de diferente permitividad eléctrica: uno para confinar la radiación y el otro para sostener al primero en la estructura metálica abocinada.
- La antena es compacta.
- Las piezas son encajables para que se puedan fabricar por separado y montar con facilidad.
- La interfase aire dieléctrico está conformada según se indica en el artículo [45], que recomienda una estructura cóncava según incide el modo fundamental por la puerta de entrada, para reducir el coeficiente de reflexión.
- Perfilamos con tramos curvos continuos el perfil dieléctrico interior y con secciones de tramos rectos el perfil metálico exterior.

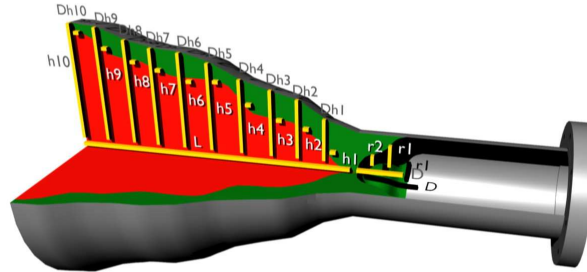


Figura 8.16: Parámetros de diseño de la bocina cargada con dos dieléctricos.

El radio de la guionda de entrada es de $0,485\lambda$. Optimizamos con la función de coste 8.1.

8.5.1. Diseño.

Para describir los perfiles utilizamos 10 secciones para cada uno. Esto nos obliga a optimizar con tantas h_i y Dh_i . Además conformamos la interfase dieléctrico-aire con tres tramos curvos que precisan de dos variables r_i . La longitud de antena L y de interfase D son también variables. En este ejemplo dejaremos fija la constante dieléctrica del material exterior a 2,5 y variable la del interno (ϵ_r de 2,5 a 5). Todas estas variables suman 25 y necesitamos unas 20.000 iteraciones en S.A. para ofrecer un diseño.

Las variables del dispositivo resultante se pueden ver en la tabla 8.6. El resultado es una bocina corta ($L = 3,416\lambda$) y más ligera que las anteriores ($\epsilon_r = 2,7$).

Las pérdidas de retorno están por debajo de los -22 dB y la E.A. alcanza el 88 %. La contrapolar llega hasta los -34 dB (ver figura 8.17).

Aunque no supera las prestaciones de las bocinas corrugadas (sobre todo por la radiación contrapolar) este diseño consigue buenas características.

8.5.2. Análisis de tolerancias.

Hemos perturbado los parámetros geométricos de diseño de forma aleatoria con una tolerancia del $\pm 50\mu\text{m}$. El empeoramiento del diagrama de radiación puede compararse con el del diseño en 8.17. La reflexión máxima sube hasta los -19 dB y la E.A. baja hasta el 68 %.

S.A.+ <i>Simplex</i>	Optimizado
L	3,416
h_1	0,197
h_2	0,516
h_3	0,580
h_4	0,765
h_5	0,981
h_6	0,984
h_7	1,067
h_8	1,153
h_9	1,305
h_{10}	1,470
D	0,561
Dh_1	0,410
Dh_2	0,306
Dh_3	0,330
Dh_4	0,246
Dh_5	0,204
Dh_6	0,299
Dh_7	0,244
Dh_8	0,228
Dh_9	0,211
Dh_{10}	0,079
r_1	0,393
r_2	0,256
ε_r	2,7

Cuadro 8.6: Parámetros de la antenas cargada con dos dieléctricos en λ .

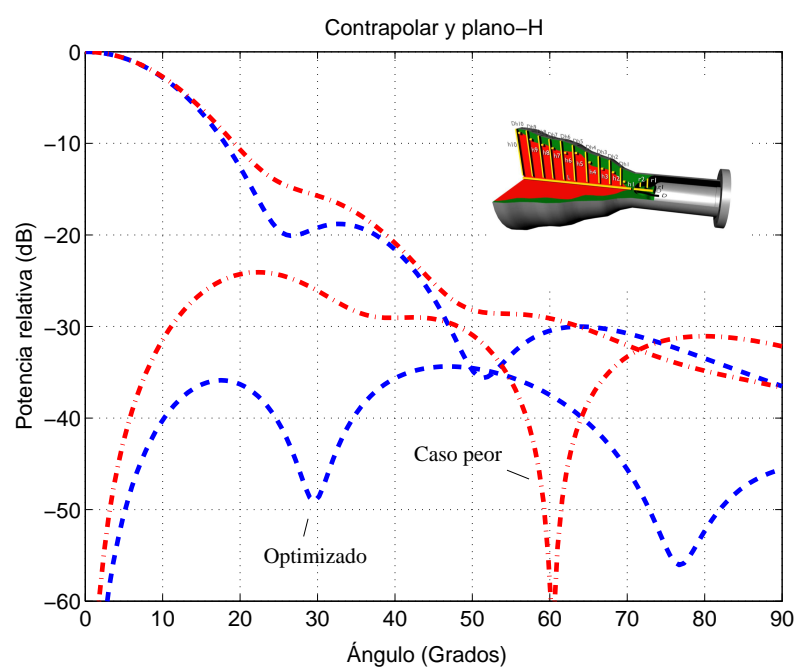


Figura 8.17: Diagramas de radiación de la bocina de la figura 8.16.

Capítulo 9

Bocinas corrugadas.

Aunque el diseño de bocinas corrugadas ya ha sido resuelto a través de métodos derivados del **A.M.** [80, 78], vamos a utilizar el nuestro para optimizar una estructura con perfiles curvos. **S.F.E.L.P.** permite modificar individualmente la anchura y profundidad de cada corrugación, pero esto produciría un número de variables inmanejable. Solventamos esta situación echando mano de los tramos curvos que ya hemos empleado en los diseños anteriores. Tendremos dos tramos:

- uno limita la profundidad de las corrugaciones y
- el otro limita el perfil interno.

Fijaremos la anchura de la corrugación y el espacio entre ellas al valor indicado en [55] como el más apropiado, para crear una condición de contorno de pared magnética para los campos paralelos a las corrugaciones. En la figura 9.1, indicamos las dimensiones de una corrugación. Según la referencia éstas deben cumplir:

- $P \in [\frac{\lambda}{4}, \frac{\lambda}{2}]$
- $a_1 \leq \frac{\lambda}{10}$. En nuestro caso $a_1 = \frac{\lambda}{10}$
- a_2 mucho menor que a_1 . En nuestro caso $a_2 = \frac{a_1}{3}$

La construcción del mallado se hace por yuxtaposición de piezas rectangulares (del tipo A y B de la figura 9.1) cuyas dimensiones vienen determinadas por la altura y anchura de cada corrugación. En la figura 9.2, mostramos el mallado del diseño resultante del proceso de optimización

La función de coste va a favorecer una antena con baja contrapolar, alta **E.A.** y reducido coeficiente de reflexión en la menor longitud:

$$f(\bar{x}) = -\frac{N.L.S.^{\varphi=0^\circ}_{dB}}{-50} - \frac{N.L.S.^{\varphi=90^\circ}_{dB}}{-50} - 2 \times \frac{X.P.^{\varphi=45^\circ}_{dB}}{-50} - 5 \times E.A. - 5 \times \frac{|s_{11}|_{dB}}{-30} + \frac{L}{10} + 14$$

El tiempo de análisis de una bocina corrugada de 5λ y 38 corrugaciones a una frecuencia es de aproximadamente un minuto y medio en un *Pentium III* a 1 GHz con una memoria de 1 Gbyte.

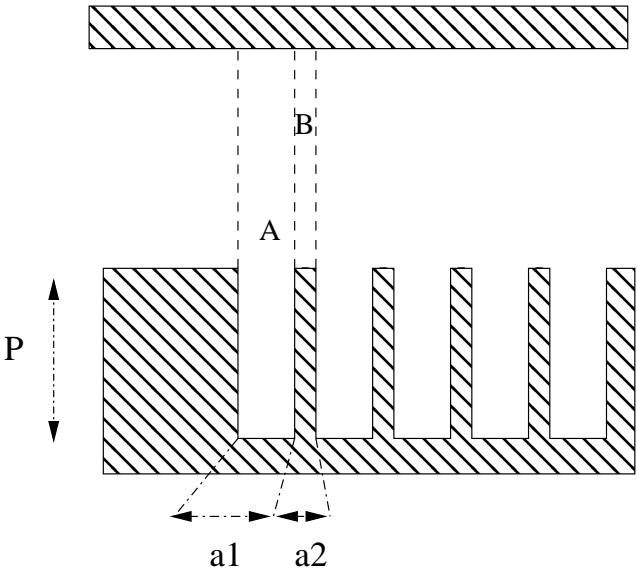


Figura 9.1: Dimensiones de las corrugaciones.

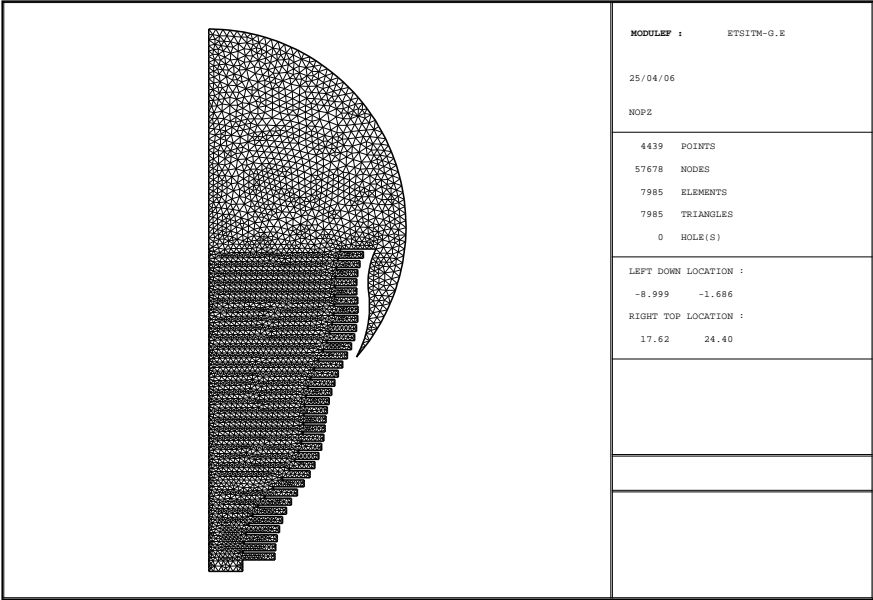


Figura 9.2: Mallado constituido por la yuxtaposición de secciones rectangulares al que posteriormente se le aplica un algoritmo que le hace más homogéneo.

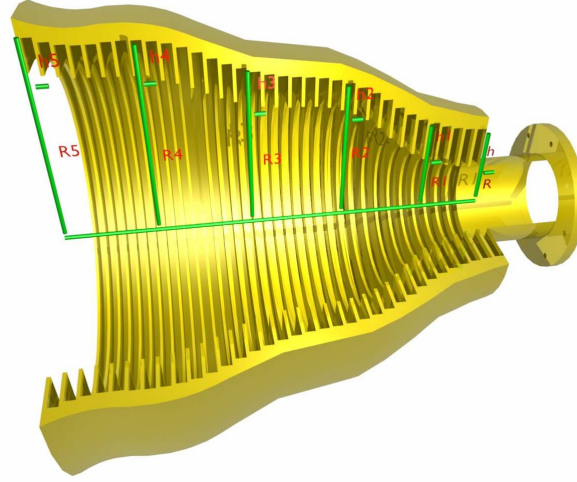


Figura 9.3: Definición de los parámetros de diseño de la bocina corrugada.

<i>Simplex</i>	Optimizado
L	4,654
R_1	0,480
R_2	0,889
R_3	1,121
R_4	1,345
R_5	1,523
h	0,468
h_1	0,365
h_2	0,320
h_3	0,370
h_4	0,326
h_5	0,462

Cuadro 9.1: Parámetros de diseño de la antenas corrugada en λ .

9.1. Diseño.

Hemos diseñado con **S.A.** y con *Simplex* dos antenas. Ambos diseños tienen propiedades muy parecidas por lo que aquí sólo presentamos el obtenido con *Simplex*.

Utilizamos 5 variables R_i para definir un tramo de 5 curvas que delimita el extremo interior de las corrugaciones. Empleamos 6 variables h_i que representan el exceso de altura respecto a R_i y que definen otro tramo de 5 curvas. Éstas delimitan la profundidad de cada corrugación. Estos dos tramos cortan perpendicularmente al plano de la puerta de entrada. La longitud L también es una variable y establece el número de corrugaciones de la estructura. En la figura 9.3, representamos todas estas variables.

El radio de la guíaonda de entrada es $R = 0,495 \lambda$. En la tabla 9.1, están los valores de los restantes parámetros de este diseño.

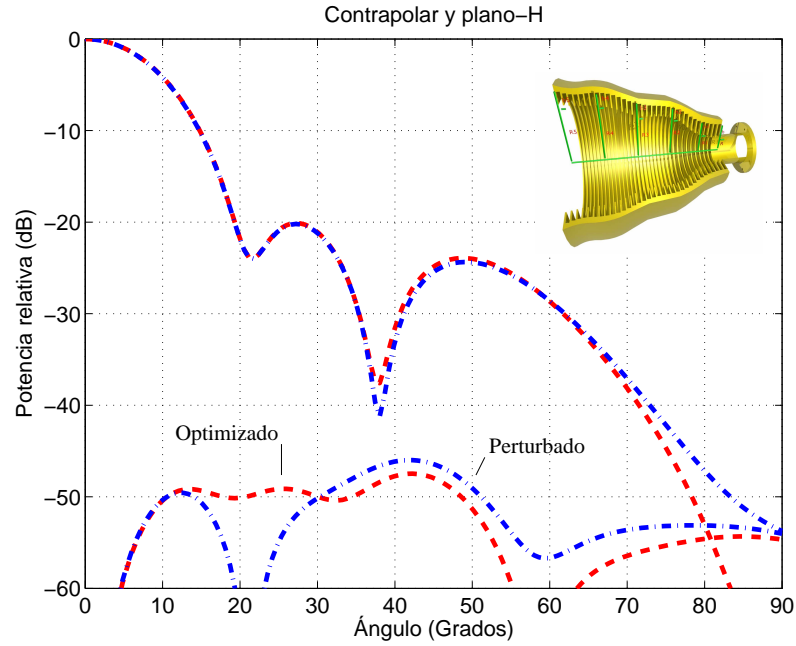


Figura 9.4: Diagramas de radiación de la bocina de la figura 9.3.

Las pérdidas de retorno están por debajo de los -40 dB y la **E.A.** alcanza el 84 %. La contrapolar llega hasta los -47 dB y la longitud de la antenas es de $L = 4,654\lambda$ conteniendo 34 corrugaciones (ver figura 9.4).

9.2. Análisis de tolerancias.

Como en otros ejemplos anteriores, hemos perturbado las variables de diseño con incrementos aleatorios de $\pm 50\text{ }\mu\text{m}$. Este diseño es bastante robusto a este tipo de errores. En la figura 9.4, solapamos el resultado con el del optimizado.

- El coeficiente de reflexión se sitúa en los -34 dB .
- La contrapolar es de -45 dB .
- La **E.A.** se mantiene en el 84 %.

Capítulo 10

Antenas reflectoras.

El estudio riguroso del comportamiento electromagnético de una antena reflectora es problemático debido fundamentalmente al gran tamaño eléctrico de estas estructuras. La forma habitual de afrontar este tipo de problemas considera que el alimentador no se ve perturbado por la presencia del disco reflector. Éste es iluminado por el campo procedente del alimentador y su dispersión es calculada a través de técnicas como la Óptica Física o la Teoría Geométrica de Difracción. En la literatura [81] encontramos soluciones aproximadas que encuentran una respuesta obviando diversos efectos como el bloqueo del alimentador o las corrientes en la parte trasera del disco reflector.

El primero en estudiar el efecto del bloqueo en reflectores primarios fue *S. Silver* [82] en 1949. Recientemente se han desarrollado técnicas híbridas [83, 84, 85] que permiten considerar el efecto del bloqueo. Los estudios han demostrado que este efecto parásito reduce la ganancia, aumenta la radiación contrapolar y modifica significativamente los **N.L.S.**.

En este capítulo emplearemos **S.F.E.L.P.** junto con las técnicas de segmentación y de desplazamiento de puertas esféricas, expuesta en 2.2.3.3, para analizar de manera rigurosa y eficiente este tipo de estructuras. Todo el análisis es en 2-D porque consideraremos únicamente estructuras con simetría de revolución.

Analizaremos separadamente el disco reflector y el alimentador. En la figura 10.1, mostramos cómo dos puertas esféricas concéntricas limitan un subdominio de análisis que contiene al disco. Por otro lado, encerramos en otra puerta esférica la bocina que nos servirá de alimentador. Una vez hayamos obtenido las **M.D.G.** de cada subdominio, transformamos la matriz del alimentador para referir su puerta esférica respecto al mismo centro que las puertas esféricas del disco. Esto implica un desplazamiento según \hat{z} de una distancia $\overline{oo'}$. Ahora podemos conectar ambos subdominios a través del segmento de guía esférica de longitud $R_{int} - R'_{bocina}$. La **M.D.G.** global obtenida contiene toda la información electromagnética de la estructura incluidos todos los acoplos y las corrientes en bordes y parte trasera del disco reflector. Hay que resaltar que con este método la iluminación del reflector es exacta y considera los efectos del campo cercano de la bocina, y que el acoplo también es calculado de forma exacta teniendo en cuenta la forma geométrica del alimentador.

Por ser éste un método basado en **S.F.E.L.P.**, las formas geométricas del disco y el alimentador son libres. La única restricción, que actualmente presenta el método, es el tamaño del reflector, que no debe ser mayor de 30λ . El motivo

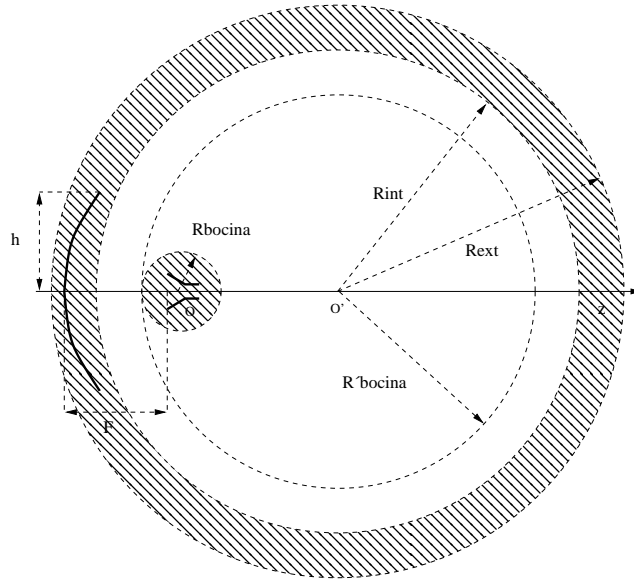


Figura 10.1: Situación de los elementos de la antena reflectora y disposición de las puertas esféricas.

de esta limitación es, actualmente, la incapacidad de calcular el factorial de números por encima de cierto valor involucrado en el proceso de normalización de puertas esféricas.

Como hemos visto, la técnica de segmentación y de desplazamiento de puertas esféricas permite reducir la superficie mallada y obtener unos buenos tiempos de análisis (3 min por frecuencia en un *Pentium III* a 1 GHz con una memoria de 1 Gbyte).

10.1. Verificación.

Para constatar la bondad de este método, hemos reproducido la respuesta del disco parabólico propuesto en [81]. Tiene un diámetro D de 10λ y una relación $\frac{F}{D}$ de 0,4. Cada puerta esférica, que encierra al disco reflector, es descrita con 130 modos. En la bibliografía iluminan esta superficie con una fuente puntual de campo tipo coseno en el semiespacio del paraboloide y nulo en el otro. Nosotros iluminaremos con una fuente puntual que radia los dos primeros modos esféricos cuyo diagrama coincide con uno tipo coseno pero en todo el espacio. Esto quiere decir que no se anula en el semiespacio que no contiene al reflector y que considera los efectos del campo cercano. Para imitar más fielmente la fuente puntual del artículo, hacemos cero todos los acoplos mutuos entre modos esféricos. Recordando el desglose de una **M.D.G.** con una puerta circular con un modo y una esférica con dos modos, la matriz del alimentador empleado es:

$$M.D.G. = \begin{bmatrix} \Gamma & R \\ T & S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

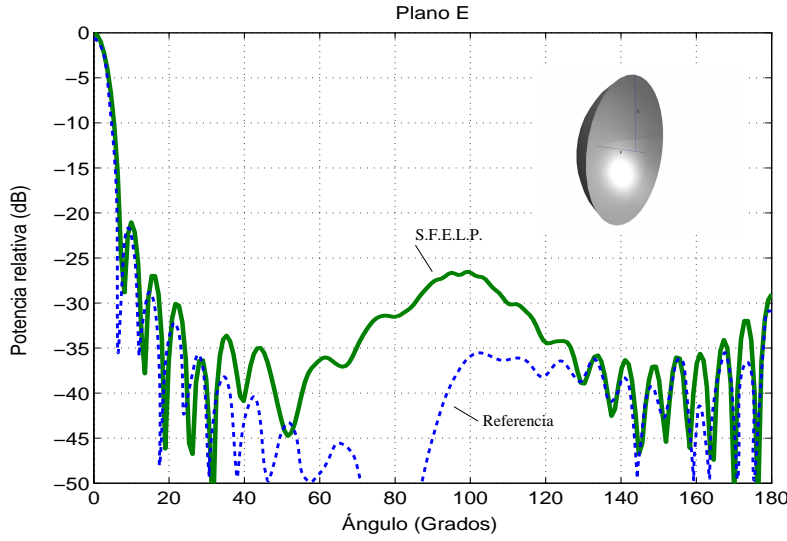


Figura 10.2: Diagramas de radiación de un disco parabólico iluminado con un alimentador ideal tipo coseno.

En la figura 10.2, solapamos el resultado obtenido con el de la referencia. Existe una gran concordancia en aquellas zonas en las que la radiación directa de la bocina no es la componente fundamental del campo y no en las otras. Esto debe ser así porque nuestro método sí considera la radiación directa y el de la referencia no.

10.2. Diseño y efecto del bloqueo del alimentador.

Vamos a diseñar un pequeño reflector alimentado por una bocina real (gran influencia de los acoplos). Iluminamos un disco parabólico de las mismas dimensiones que el empleado en el apartado anterior (ver figura 10.3). Modificaremos la longitud L de la bocina, el semiángulo de abocinamiento α y la distancia focal F . El radio de entrada de la bocina es de 0,288 cm. Diseñaremos el dispositivo para tener baja contrapolar y bajos niveles de los lóbulos secundarios en el 80 % de la banda monomodo de la guíaonda de entrada (de 31,2 a 38,7 GHz) centrada en 35 GHz. Se analiza la antena a tres frecuencias (extremas y la central), evaluamos con $f(\bar{x})$ cada una y hacemos un promedio.

$$f_i(\bar{x}) = N.L.S_{dB}^{\varphi=0^\circ} + N.L.S_{dB}^{\varphi=90^\circ} + X.P_{dB}^{\varphi=45^\circ} + 300$$

$$f(\bar{x}) = \sum_{i=1}^3 f_i(\bar{x})$$

Cabe señalar que no tenemos que analizar toda la estructura en cada iteración sino que la M.D.G. correspondiente al disco parabólico es la misma durante todo el proceso. En la tabla 10.1, mostramos los valores resultantes de la optimización.

En las figuras 10.4 y 10.5, mostramos la radiación copolar y contrapolar del reflector resultante junto con el diagrama correspondiente al mismo reflector

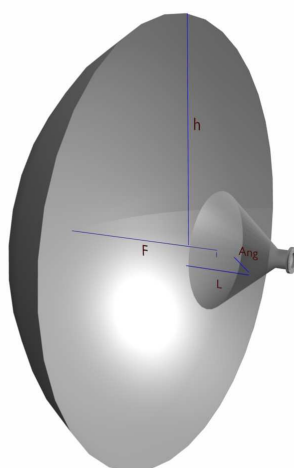


Figura 10.3: Definición de los parámetros de diseño de la bocina alimentadora de un reflector parabólico pequeño.

<i>Simplex</i>	Optimizado
L	0,355 cm
α	0,502 rad
F	4,102 cm

Cuadro 10.1: Parámetros de diseño del reflector.

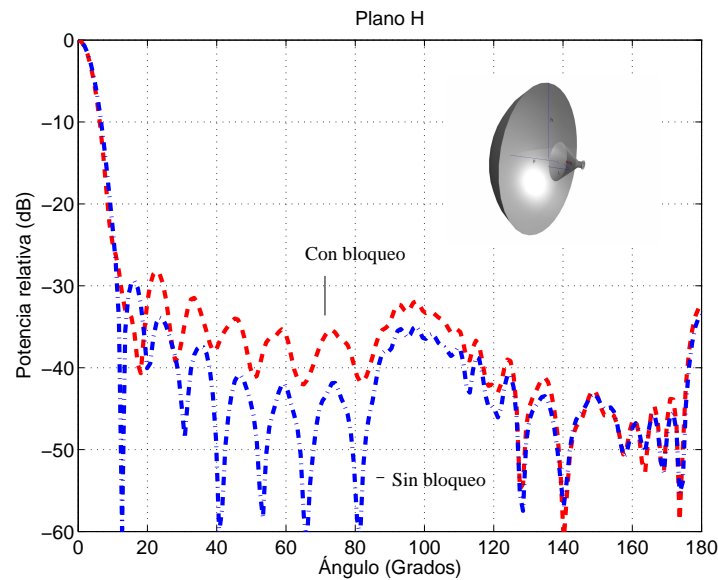


Figura 10.4: Diagramas de radiación copolar del reflector de la figura 10.3 con y sin bloqueo.

pero sin tener en consideración los acoplos. Observamos que en general el bloqueo del alimentador eleva el nivel de los lóbulos secundarios. Normalizamos independientemente cada diagrama de radiación de cada antena para observar cómodamente las diferencias entre los niveles de lóbulos secundarios

En la figura 10.6, representamos los diagramas de radiación copolar de nuestro diseño a las frecuencias extremas de la banda.

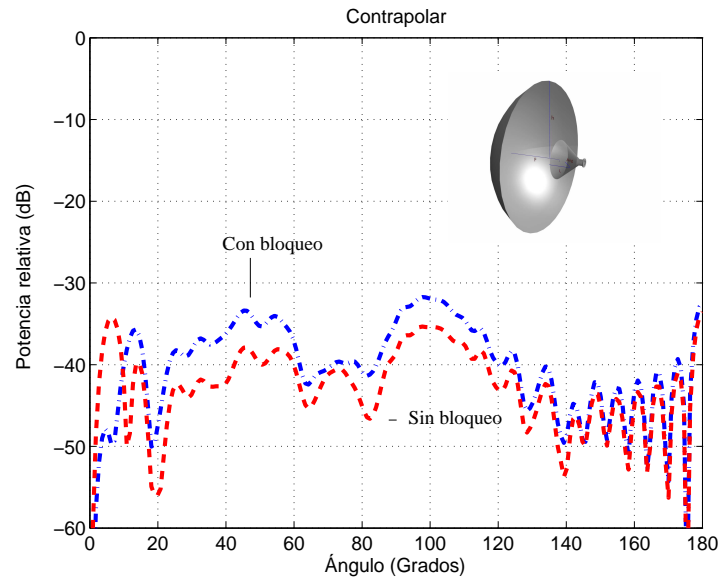


Figura 10.5: Diagramas de radiación contrapolar del reflector de la figura 10.3 con y sin bloqueo.

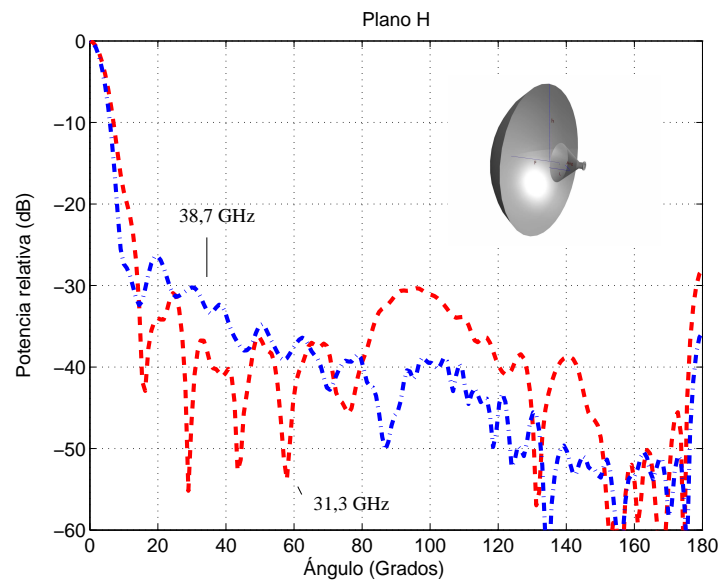


Figura 10.6: Diagramas de radiación calculados en las frecuencias extremas de la banda del reflector de la figura 10.3.

Parte III

Conclusiones

Capítulo 11

Consideraciones finales.

Apuntaremos las aportaciones propias vertidas en este trabajo y las diferentes opciones para continuarlo. También, recogemos las publicaciones a las que ha dado lugar.

11.1. Aportaciones de este trabajo.

Se ha desarrollado una nueva metodología de diseño de circuitos pasivos de microondas que se distingue por:

- El empleo de **S.F.E.L.P.** en circuitos plano-H y con simetría de revolución.
- La libre definición de la geometría: Generalmente, los métodos de análisis más eficientes, como el **A.M.** o el prototipado de circuitos, se restringen a un conjunto de geometrías admisibles. Si queremos tener flexibilidad en la elección de las geometrías analizables, pagamos el precio con una peor eficiencia. Este empeoramiento hace inviable la inclusión de técnicas de análisis flexibles en ciclos de optimización. **S.F.E.L.P. 2-D** permite precisamente esto: gran eficiencia y flexibilidad.
- Optimización global multivariable: Gracias al logro apuntado anteriormente, podemos poner en marcha un algoritmo que, a través de repetidas evaluaciones de diferentes configuraciones geométricas del dispositivo a diseñar, encuentra la mejor de ellas con independencia del punto de partida.

Para poner en marcha este método, se han desarrollado varias herramientas, de las cuales destacamos:

- El método **S.F.E.L.P.** en **2-D** para estructuras plano-H: A partir del método **S.F.E.L.P. 3-D** hemos desarrollado una particularización más eficiente que aprovecha todas las ventajas de los circuitos plano-H. Se han desarrollado puertas rectangulares y radiales que permiten el acceso al dispositivo.
- El método **S.F.E.L.P.** en **2-D** para estructuras con simetría de revolución: De la misma manera que antes, partiendo del método general en **3-D**, hemos restringidos la técnica aprovechando la simetría reduciendo el problema a otro en **2-D** que se ejecuta de forma muy eficiente.

- Definición de la puerta esférica: Dentro del método **S.F.E.L.P.** en **2-D** para estructuras con simetría de revolución, definimos esta puerta que es asimilada en la **M.D.G.** para posibilitar el estudio de dispositivos radiantes.
- Una técnica de desplazamiento de puertas esféricas que reduce significativamente el tiempo de cálculo del análisis de reflectores con **M.E.F.**.
- Una nueva condición de parada para el optimizador **S.A.** que minimiza el número de iteraciones necesarias y, a la vez, permite obtener un diseño robusto frente a errores en el mecanizado.

Utilizando este método se han diseñado múltiples dispositivos, entre los que se incluye un codo de 90° en guíaonda con perfil curvilíneo de bajísimo coeficiente de reflexión en toda la banda monomodo. Este diseño ha sido construido y las medidas han verificado el resultado. No hemos encontrado en la literatura ni en el mercado ningún otro con mejores prestaciones. También se han diseñado:

- Desfasadores basados en dieléctrico con perfil curvilíneo de mínima longitud eléctrica en banda ancha.
- Divisores de potencia y diplexores.
- Bocinas vacías y cargadas con dieléctrico con perfil curvilíneo.
- Una bocina corrugada y un reflector parabólico calculados de forma rigurosa.

11.2. Líneas futuras.

- Esta tesis se ha centrado en la puesta a punto de un método de diseño de circuitos tipo plano-H o con simetría de revolución. Es posible ampliar la variedad de circuitos que pueden diseñarse atendiendo a la posible segmentación de los circuitos en regiones con simetrías (**2-D**) o sin ellas (**3-D**). Se optimizarían con este método estos circuitos ejecutando cada iteración únicamente **S.F.E.L.P. 2-D** y obteniendo la respuesta global como concatenación de las **M.D.G.** de todas las secciones.
- El método **S.F.E.L.P.** en **2-D** para circuitos con simetría de revolución se ha empleado para diseñar antenas de bocina y reflectores, pero también puede emplearse para el diseño de monopolos con perfiles curvilíneos y/o cargados con dieléctrico.
- La técnica empleada para el análisis de la antena reflectora puede emplearse también para el análisis de radomos. Estos no tienen como cometido reflejar la radiación de un alimentador, sino que protegen al sistema radiante de las inclemencias meteorológicas, permitiendo que la radiación les atraviese. Pueden diseñarse no sólo como protectores sino como elementos participantes del conformado del haz.

11.3. Proyectos de investigación.

La elaboración de esta tesis se ve enmarcada dentro del plan de desarrollo de los siguientes proyectos de investigación:

- Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología (C.I.C.Y.T.) TEC2004-00950/TCM: *Nuevas Herramientas Software para CAD de Antenas.*
- C.I.C.Y.T. TIC2001-2739: *CAD de Componentes Pasivos de Microondas y Antenas.*

11.4. Publicaciones.

Por orden cronológico, presentamos las publicaciones a las que esta tesis doctoral ha dado lugar.

11.4.1. Artículos.

- J. Monge, J. Rubio, y J. Zapata, "A spherical port shift technique for a rigorous and efficient analysis and CAD of Compact reflector antennas through finite elements," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 2006 en revisión.
- J. M. Cid, J. García, J. Monge, y J. Zapata, "Design of microwave devices by segmentation, finite elements, reduced order models and neural networks," *Microwave and Optical Technology Letters.*, 2006, en revisión.
- J. Monge, J. M. Cid, J. M. Gil, y J. Zapata, "Optimisation of arbitrarily shaped dielectric axisymmetric horns through finite elements and the annealing algorithm," *Microwave and Optical Technology Letters.*, Jun. 2006.
- J. M. Gil, J. Monge, J. Rubio, y J. Zapata, "A cad-oriented method to analyse and design radiating structures based on bodies of revolution by using finite elements and generalized scattering matrix," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Mar. 2006.
- J. Monge, J. M. Gil, y J. Zapata, "Optimisation of arbitrarily shaped H-plane passive microwave devices through finite elements and the annealing algorithm," *Microwave and Optical Technology Letters.*, vol. 46, no. 4, pp. 360–367, Aug. 2005.
- J. Monge, J. Esteban, y J. Zapata, "Finite element and evolution programs for the CAD of broadband rectangular-waveguide H-plane matched loads," *Microwave and Optical Technology Letters.*, vol. 31, no. 9, pp. 491–494, Dic. 2001.

11.4.2. Congresos.

- J. Monge, J. M. Gil, y J. Zapata, "CAD axisymmetric antennas through finite elements and global optimiser," en *The first European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2006)*, Nice, Nov. 2006.

- —, “Analysis of arbitrarily shaped dielectric-loaded axisymmetric horns through finite elements,” en *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, USA, Jul. 2006.
- —, “Cad of arbitrarily shaped dielectric-loaded axisymmetric horns through finite elements,” en *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, USA, Jul. 2006.
- —, “Optimisation of arbitrarily shaped corrugated horns through finite elements and simplex,” en *13th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, Spain, May. 2006.
- J. Martinez-Fernández, J. Monge, J. Zapata, y J. M. Gil, “Optimization of devices based on bodies of revolution with finite elements,” en *8th International Workshop on Finite Elements for Microwave Engineering*, Sud-africa, May. 2006.
- J. Martinez-Fernández, J. Monge, y J. M. Gil, “Analysis of structures with revolution symmetry using finite elements and generalized scattering matrix,” en *ACE Network of Excellence*, Gandia, 2005.
- J. Monge, J. M. Gil, y J. Zapata, “Diseño de bocinas cónicas dieléctricas con perfil arbitrario mediante el método de los elementos finitos y simulated annealing,” en *XX Simposium de la U.R.S.I.*, Gandia, 2005.
- J. M. Gil, J. Monge, J. Rubio, y J. Zapata, “An efficient method to analyse radiating structures based on bodies of revolution by using finite elements and generalized scattering matrix,” en *28th ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies State of the art in a strategic area and creative ways forward*, Amsterdam, 2005.
- J. Monge, J. M. Gil, y J. Zapata, “Optimización de circuitos en guíaonda de forma arbitraria por el método de los elementos finitos,” en *XIX Simposium de la U.R.S.I.*, Barcelona, 2004.
- —, “Computer aided design of passive microwave waveguide devices by the finite element method,” en *7th International Workshop on Finite Elements for Microwave Engineering*, Spain, May. 2004.

Chapter 11

Final considerations.

In this chapter, we will expose the main contributions of this work and some future research lines. A list of all publications is exposed too.

11.1. Main contributions.

We have developed a new passive microwave circuit design methodology based on:

- The use of **S.F.E.L.P.** for H-plane and axisymmetric circuits.
- Free geometrical shapes: The most efficient analysis techniques like M.M. and the circuital approximations can only analyse certain geometrical shapes. If we want to be able to increase the number of admissible geometries we need to use less efficient methods. Commonly these other methods do not allow its use in an optimisation loop. **S.F.E.L.P.** in **2-D** solves this problem: it is very efficient and flexible.
- Global multivariate optimisation: Thanks to the availability of a fast analysis technique, we can employ global optimiser that find the best result, without dependence of the starting point, through several iterations of a cost function.

We have developed several tools to start up this method:

- The **2-D S.F.E.L.P.** for H-plane devices: We have developed a particular case of the **3-D S.F.E.L.P.** method. This is much more efficient than the general case and reduce the domain to a **2-D** space. We have also developed radial and rectangular ports to implement electrical access to these devices.
- The **2-D S.F.E.L.P.** for axisymmetric devices: In the same way that for H-plane circuits we have developed a technique for analysis in **2-D** of structures such as resonators, horns, reflectors, ...
- Definition of a spherical port: In the **2-D S.F.E.L.P.** for axisymmetric devices environment, we define this port to easily find the radiation properties of antennas using the G.S.M..

- The spherical port shift technique: This tool can translate a G.S.M. with spherical ports to other G.S.M. with these ports moved an arbitrary distance in the \hat{z} axis. This technique in combination with the segmentation allow the efficient analysis of reflectors with F.E.M..
- We have established a new stop criterion that stops **S.A.** with the lowest number of iterations that ensure a global optimum taking into account the sensibility of the device to mechanical tolerances.

We have designed several circuits with this methodology. Firstly we designed a 90 degrees bend with 7 curved lines with low reflection coefficient in broadband in the shortest length. We have implemented and measured this device having good agreement between experimental data and theory. We did not find any other bend in the literature neither in the market with such a good properties. We have also designed:

- Dielectric phase shifters in waveguide with arbitrary shape in broadband.
- Power dividers and a diplexer.
- Empty and dielectric loaded horns with arbitrary shapes.
- A corrugated horn and a parabolic reflector with a rigorous technique.

11.2. Further research work.

- This work has been focused on the start up of a design methodology for H-plane and axisymmetric devices. It is possible to increase the variety of optimisable geometries splitting the device in different sections. The split criteria would isolate sections with H-plane or revolution symmetry where **2-D S.F.E.L.P.** is used. Only these sections could be designed through several iterations in the optimisation loop, while the **3-D S.F.E.L.P.** is executed once for sections without symmetry. The overall response is obtained by concatenation of individual G.S.M..
- The **2-D S.F.E.L.P.** for axisymmetric devices has been used for the design of horns and reflectors but can be also employed for dielectric loaded monopoles
- The technique used for the design of the parabolic reflector can be also used for the analysis of radomes. These structures do not reflect the radiation but only protect the radiant system against atmospheric conditions. We can design this structure not only for protection but also to modify the radiation pattern in a suitable way.

11.3. Research projects.

This PhD Thesis has been financed under the development of the following research projects:

- Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología (C.I.C.Y.T.) TEC2004-00950/TCM: *Nuevas Herramientas Software para CAD de Antenas.*

- C.I.C.Y.T. TIC2001-2739: *CAD de Componentes Pasivos de Microondas y Antenas*.

11.4. Publications.

We show here the publications in chronological order derived from this work

11.4.1. Articles.

- J. Monge, J. Rubio, and J. Zapata, “A spherical port shift technique for a rigorous and efficient analysis and CAD of Compact reflector antennas through finite elements,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 2006 under revision.
- J. M. Cid, J. García, J. Monge, and J. Zapata, “Design of microwave devices by segmentation, finite elements, reduced order models and neural networks,” *Microwave and Optical Technology Letters.*, 2006, under revision.
- J. Monge, J. M. Cid, J. M. Gil, and J. Zapata, “Optimisation of arbitrarily shaped dielectric axisymmetric horns through finite elements and the annealing algorithm,” *Microwave and Optical Technology Letters.*, Jun. 2006.
- J. M. Gil, J. Monge, J. Rubio, and J. Zapata, “A cad-oriented method to analyse and design radiating structures based on bodies of revolution by using finite elements and generalized scattering matrix,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Mar. 2006.
- J. Monge, J. M. Gil, and J. Zapata, “Optimisation of arbitrarily shaped H-plane passive microwave devices through finite elements and the annealing algorithm,” *Microwave and Optical Technology Letters.*, vol. 46, no. 4, pp. 360–367, Aug. 2005.
- J. Monge, J. Esteban, and J. Zapata, “Finite element and evolution programs for the CAD of broadband rectangular-waveguide H-plane matched loads,” *Microwave and Optical Technology Letters.*, vol. 31, no. 9, pp. 491–494, Dic. 2001.

11.4.2. Congress.

- J. Monge, J. M. Gil, and J. Zapata, “CAD axisymmetric antennas through finite elements and global optimiser,” en *The first European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2006)*, Nice, Nov. 2006.
- ———, “Analysis of arbitrarily shaped dielectric-loaded axisymmetric horns through finite elements,” en *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, USA, Jul. 2006.

- ———, “Cad of arbitrarily shaped dielectric-loaded axisymmetric horns through finite elements,” en *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, USA, Jul. 2006.
- ———, “Optimisation of arbitrarily shaped corrugated horns through finite elements and simplex,” en *13th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, Spain, May. 2006.
- J. Martinez-Fernández, J. Monge, J. Zapata, and J. M. Gil, “Optimization of devices based on bodies of revolution with finite elements,” en *8th International Workshop on Finite Elements for Microwave Engineering*, Sudafrica, May. 2006.
- J. Martinez-Fernández, J. Monge, and J. M. Gil, “Analysis of structures with revolution symmetry using finite elements and generalized scattering matrix,” en *ACE Network of Excellence*, Gandia, 2005.
- J. Monge, J. M. Gil, and J. Zapata, “Diseño de bocinas cónicas dieléctricas con perfil arbitrario mediante el método de los elementos finitos y simulated annealing,” en *XX Simposium de la U.R.S.I.*, Gandia, 2005.
- J. M. Gil, J. Monge, J. Rubio, and J. Zapata, “An efficient method to analyse radiating structures based on bodies of revolution by using finite elements and generalized scattering matrix,” en *28th ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies State of the art in a strategic area and creative ways forward*, Amsterdam, 2005.
- J. Monge, J. M. Gil, and J. Zapata, “Optimización de circuitos en guíaonda de forma arbitraria por el método de los elementos finitos,” en *XIX Simposium de la U.R.S.I.*, Barcelona, 2004.
- ———, “Computer aided design of passive microwave waveguide devices by the finite element method,” en *7th International Workshop on Finite Elements for Microwave Engineering*, Spain, May. 2004.

Bibliografía

- [1] T. G. P. System, “The global positioning system,” *Scientific American*, pp. 32–38, 1996. [1](#), [9](#)
- [2] Global navigation satellite system. Via web: <http://www.glonass-center.ru>
[1](#), [9](#)
- [3] Sistema de navegación por satélite europeo. Via web: http://europa.eu.int/comm/dgs/energy_transport/galileo/index_en.htm[1](#), [9](#)
- [4] Philips: Medical systems. Via web: <http://www.medical.philips.com/es/>
[1](#), [9](#)
- [5] J. Uher, J. Bornemann, y U. Rosenberg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*. 685 Canton Street Norwood, MA 02062: Artech House, 1993. [1](#), [9](#)
- [6] J. Monge, J. M. Gil, y J. Zapata, “Optimisation of arbitrarily shaped H-plane passive microwave devices through finite elements and the annealing algorithm,” *Microwave and Optical Technology Letters*., vol. 46, no. 4, pp. 360–367, Ago. 2005. [1](#), [9](#)
- [7] J. A. Stratton, *Electromagnetic Theory*. McGraw-Hill Book Company, 1941. [2](#), [10](#), [28](#)
- [8] J. A. Ruiz, “Contribution to the cad microwave-millimeterwave passive devices by mode-matching techniques,” Tes. Doct., Universidad Politécnica de Madrid. Escuela de Telecomunicaciones, Madrid, Jul. 2005. [2](#), [10](#)
- [9] R. E. Collin, *Foundations For Microwave Engineering*, 2nd ed., ser. Electrical Engineering. McGraw-Hill International Editions, 1992. [2](#), [10](#)
- [10] A. A. Oliner, “Historical perspectives on microwave field theory,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 32, no. 9, pp. 1022–1045, Sep. 1984. [2](#), [10](#)
- [11] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc, 1998. [2](#), [10](#)
- [12] F. Arndt, R. Beyer, J. M. Reiter, T. Sierverding, y T. Wolf, “Automated design of waveguide components using hibrid mode-matching/numerical em building-blocks in optimization-oriented cad frameworks–state-of-the-art and recent advances,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 747–760, May. 1997. [2](#), [10](#)

- [13] L. Valor y J. Zapata, "An efficient finite element formulation to analyze waveguides with lossy inhomogeneous bi-anisotropic materials," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 2, pp. 291–296, Feb. 1996. **2, 10**
- [14] J. F. Lee, "Finite element analysis of lossy dielectric waveguides," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 6, pp. 1025–1031, Jun. 1994. **2, 10**
- [15] L. Valor y J. Zapata, "Efficient finite element analysis of waveguides with lossy inhomogeneous anisotropic materials characterized by arbitrary permittivity and permeability tensors," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 10, pp. 2452–2459, Oct. 1995. **2, 10**
- [16] J. M. Reiter y F. Arndt, "A boundary contour mode-matching method for the rigorous analysis of cascaded arbitrarily shaped h-plane discontinuities in rectangular waveguides," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 2, pp. 403–405, Oct. 1992. **2, 10**
- [17] G. Conciauro, P. Arcioni, M. Bressan, y L. Perrgrini, "Wideband modeling of arbitrarily shaped H-plane waveguide components by the 'boundary integral-resonant mode expansion method,'" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, pp. 1057–1066, Jul. 1996. **2, 10**
- [18] P. Arcioni, M. Bressan, G. Conciauro, y L. Perrgrini, "Wideband modeling of arbitrarily shaped E-plane waveguide components by the 'boundary integral-resonant mode expansion method,'" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 11, pp. 2083–2092, Nov. 1996. **2, 10**
- [19] P. Arcioni y G. Conciauro, "Combination of generalized admittance matrices in the form of pole expansions," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 10, pp. 1990–1996, Oct. 1999. **2, 10**
- [20] W. K. Gwarek, "Analysis of arbitrarily shaped two-dimensional microwave circuits by finite-difference time-domain method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 738–744, Abr. 1988. **3, 11**
- [21] M. Koshiba y M. Suzuki, "Application of the boundary-element method to waveguide discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 34, pp. 301–307, Feb. 1986. **3, 11**
- [22] J. Tinsley y G. F. Carey, *Finite Elements*. Englewood Cliffs. New Jersey 07632: Prentice-Hall, Inc, 1983, vol. 4. **3, 11, 54**
- [23] P. Feldmann y R. W. Freund, "Interconnect-delay computation and signal-integrity verification using the sympvl algorithm," en *Proc. European Circuit Society Conf. Circuit Theory and Design*, 1997, pp. 408–413. **3, 11**
- [24] ———, "Efficient linear circuit analysis by padé approximation via the lanzos process," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 14, no. 5, pp. 639–649, May. 1995. **3, 11**
- [25] J. M. Cid y J. Zapata, "CAD of rectangular-waveguide h-plane circuits by segmentation, finite elements and artificial neural networks," *Electronic Letters.*, vol. 37, no. 2, pp. 98–99, Ene. 2001. **3, 11, 107**

- [26] V. K. Devabhaktuni, M. C. E. Yagoub, y Q.-J. Zhang, "A robust algorithm for automatic development of neural-network models for microwave applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 12, pp. 2282–2291, Dic. 2001. [3](#), [11](#)
- [27] F. Wang, V. K. Devabhaktuni, y Q.-J. Zhang, "A hierarchical neural network approach to the development of library of neural models for microwave design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, no. 12, pp. 2391–2403, Dic. 1998. [3](#), [11](#)
- [28] T. V. Yioultsis y T. D. Tsiboukis, "Convergence-optimized, higher order vector finite elements for microwave simulations," *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 10, pp. 419–421, Oct. 2001. [3](#), [11](#)
- [29] D. Sun, J. Manges, X. Yuan, y Z. Cendes, "Spurious modes in finite-element methods," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, no. 5, pp. 12–24, Oct. 1995. [3](#), [11](#)
- [30] J. Rubio, "Un método de segmentación para el análisis de circuitos pasivos de microondas mediante el uso combinado del método de elementos finitos en 3-D y análisis modal," Tes. Doct., Universidad Politécnica de Madrid. Escuela de Telecomunicaciones, Madrid, 1998. [3](#), [11](#), [28](#)
- [31] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsky, y W. T. Vetterling, *Numerical Recipes. The Art of Scientific Computing*. Cambridge University Press, 1989. [3](#), [11](#), [37](#), [79](#)
- [32] D. T. Pham y D. Karaboga, *Intelligent Optimisation Techniques: genetic algorithms, tabu search, simulated annealing and neural networks*. Springer, 1998. [4](#), [12](#)
- [33] R. H. J. M. Otten y L. P. P. P. van Ginneken, *The Annealing Algorithm*. Boston/Dordrecht/London: Kluwer Academic Publishers, 1989. [4](#), [5](#), [12](#), [13](#), [67](#), [68](#)
- [34] Ant colony optimization. Via web: iridia.ulb.ac.be/~mdorigo/ACO/ACO.html [4](#), [12](#)
- [35] A. Fanni, A. Manunza, M. Marchesi, y F. Pilo, "Tabu search metaheuristics for global optimization of electromagnetic problems," *IEEE Trans. on magnetics*, vol. 34, no. 5, pp. 2960–2963, Sep. 1998. [4](#), [12](#)
- [36] A. García-Lamperez, S. Llorente-Romano, M. Salazar-Palma, y T. K. Sarkar, "Efficient electromagnetic optimization of microwave filters and multiplexers using rational models," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 2, pp. 508–521, Feb. 2001. [4](#), [12](#)
- [37] P. Harscher, S. Amari, y R. Vahldieck, "A fast finite-element-based field optimizer using analytically calculated gradients," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 2, pp. 433–439, Feb. 2002. [4](#), [12](#)
- [38] J. V. M. Ros, P. S. Pacheco, H. E. González, V. E. B. Esbert, C. B. Martín, M. T. Calduch, S. C. Borrás, y B. G. Martínez, "Fast automated design of waveguide filters using aggressive space mapping with a new segmentation

- strategy and a hybrid optimization algorithm," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1130–1142, Abr. 2005. 4, 12
- [39] M. Mattes y J. R. Mosig, "A novel adaptative sampling algorithm based on the survival-of-the-fittest principle of genetic algorithms," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 1, pp. 265–275, Ene. 2004. 4, 12
- [40] P. Burrascano, M. Dionigi, C. Fancelli, y M. Mongiardo, "A neural network model for CAD and optimization of microwave filters," en *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimor. Meriland, 1998, pp. 13–16. 4, 12
- [41] G. L. Matthaei, L. Young, y E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. New York: McGraw-Hill Book Company, 1964. 4, 12
- [42] P. Arcioni, M. Bozzi, M. Bressan, G. Conciauro, y L. Perregrini, "Fast optimization, tolerance analysis, and yield estimation of H-/E-plane waveguide components with irregular shapes," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 319–327, Ene. 2004. 4, 12
- [43] H. B. Lee y T. Itoh, "A systematic optimum design of waveguide-to-microstrip transition," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 803–809, May. 1997. 4, 12
- [44] M. M. Gavrilovic y J. P. Webb, "Accuracy control in the optimization of microwave devices by finite-element methods," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, pp. 1901–1911, Ago. 2002. 4, 12
- [45] J. Monge, J. Esteban, y J. Zapata, "Finite element and evolution programs for the CAD of broadband rectangular-waveguide H-plane matched loads," *Microwave and Optical Technology Letters.*, vol. 31, no. 9, pp. 491–494, Dic. 2001. 4, 12, 125
- [46] J. Rubio, J. Arroyo, y J. Zapata, "Analysis of passive microwave circuits by using a hybrid 2-D and 3-D finite-element mode-matching method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 9, pp. 1746–1749, Sep. 1999. 4, 12
- [47] —, "SFELP-an efficient methodology for microwave circuit analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 3, pp. 509–516, Mar. 2001. 5, 13, 51
- [48] A. D. Greenwood, , y J. M. Jin, "A novel efficient algorithm for scattering from a complex bor using mixed finite elements and cylindrical pml," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 47, no. 4, Abr. 1999. 6, 14, 111
- [49] E. Richalot, M. F. Wong, V. Fouad-Hanna, y H. Baudrand, "Analysis of radiating axisymmetric structures using a 2-d finite-element and spherical mode expansion," *Microwave and Optical Technology Letters.*, vol. 20, no. 1, pp. 8–13, Ene. 1999. 6, 14, 111
- [50] S. Ramo, J. R. Whinnery, y T. V. Duzer, *Field and Waves in Communications Electronics*. New York: John Wiley & Sons, Inc, 1965. 19, 22, 24

- [51] J. Rebollar y J. Encinar, "Field theory analysis of multiport-multidiscontinuity structures: application to short-circuited e-plane septum," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, vol. 135, no. 1, Feb. 1988. [19](#)
- [52] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. McGraw-Hill, 1961. [22](#), [28](#)
- [53] J. Hald, J. E. Hansen, F. Jensen, y F. Holm, *Spherical Near-Field Antenna Measurements*, ser. IEE Electromagnetic Waves. Peter Peregrinus Ltd, 1988, vol. 26. [28](#), [32](#), [111](#)
- [54] S. A. Schelkunoff, *Electromagnetics Waves*. N.J: Van Nostrand Company, Inc. Princeton, 1943. [30](#)
- [55] C. A. Balanis, *Antenna Theory. Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Inc, 1997. [31](#), [129](#)
- [56] O. R. Cruzan, "Translation addition theorem for spherical vector wave functions," *Quarterly Appl. Math*, vol. 20, pp. 33–40, Ene. 1962. [32](#)
- [57] J. H. Bruning y Y. T. Lo, "Multiple scattering of em waves by spheres part i-multipole expansion and ray-optical solutions, and part ii-numerical and experimental results," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 19, pp. 378–400, May. 1971. [32](#)
- [58] L. Avellanas y A. Galindo, *Métodos de cálculo*, ser. Schaum. McGraw-Hill, 1964. [38](#)
- [59] J. M. Gil, J. Monge, J. Rubio, y J. Zapata, "A cad-oriented method to analyse and design radiating structures based on bodies of revolution by using finite elements and generalized scattering matrix," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Mar. 2006. [42](#)
- [60] P. P. Adam, *Curso teórico-práctico de cálculo integral aplicado a la física y técnica*. Madrid: Escuela de ingenieros industriales, 1968. [43](#)
- [61] J. M. G. Gil, "Contribución al análisis de sistemas de transmisión con singularidades de campo mediante elementos finitos singulares," Tes. Doct., Universidad Politécnica de Madrid. Escuela de Telecomunicaciones, Madrid, 1993. [46](#)
- [62] J. P. Webb, "Hierarchal vector basis functions of arbitrary order for triangular and tetrahedral finite elements," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 47, no. 8, pp. 1244–1253, Ago. 1999. [56](#)
- [63] R. W. Freund. Computing minimal partial realizations via a lanczos-type algorithm for multiple starting vectors. Via web: <http://cm.bell-labs.com/cm/cs/doc/97/> [64](#)
- [64] A. V. Oppenheim y A. S. Willsky, *Señales y sistemas*. Prentice Hall, 1994. [65](#)

- [65] J. M. Cid, J. García, J. Monge, y J. Zapata, "Design of microwave devices by segmentation, finite elements, reduced order models and neural networks," *Microwave and Optical Technology Letters.*, 2006, en revisión. **67**
- [66] J. W. Bandler, Q. S. Cheng, S. A. Dakroury, A. S. Mohamed, M. H. Bakr, K. Madsen, y J. Sondergaard, "Space mapping: The state of the art," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 337–361, Ene. 2004. **67**
- [67] F. J. Núñez, "3d analysis and optimization of microwave circuits by the method of moments," Tes. Doct., École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne, 2006. **76**
- [68] F. Arndt, A. Frye, M. Wellnitz, y R. Wirsing, "Double dielectric-slab-filled waveguide phase shifter," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 33, no. 5, pp. 373–381, May. 1985. **84**
- [69] J. Hirokawa, K. Sakurai, M. Ando, y N. Oto, "An analysis of waveguide t junction with and inductive post," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 3, pp. 563–566, Mar. 1991. **86**
- [70] M. Mongiardo, A. Morini, y T. Rozzi, "Analysis and design of full-band matched waveguide bends," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, pp. 2965–2971, Dic. 1995. **90**
- [71] Dorado international corporation. Via web: <http://www.dorado-intl.com/> **90**
- [72] J. M. Rebollar, J. Esteban, y J. E. Page, "Fullwave analysis of three and four-port rectangular waveguide junctions," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 2, pp. 563–566, Feb. 1994. **101**
- [73] A. Morini y T. Rozzi, "Constraints to the optimum performance and bandwidth limitations of duplexers employing symmetric three-port junctions," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, pp. 242–248, Feb. 1996. **104, 106**
- [74] A. D. Olver, P. J. B. Clarricoats, A. A. Kishk, y L. Shafai, *Microwave Horns and Feeds.* IEEE Press, 1994. **112, 114**
- [75] H. Deguchi, M. Tsuji, y H. Shigesawa, "Compact low-cross-polarizaion with serpentine-shaped taper," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 10, pp. 2510–2516, Oct. 2004. **112**
- [76] E. Lier y A. Kishk, "A new class of dielectric-loaded hybrid-mode horn antennas with selective gain: design and analysis by single mode model and method of moments," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 1, pp. 125–138, Ene. 2005. **112**
- [77] C. Granet, G. L. James, R. Bolton, y G. Moorey, "A smooth-walled spline-profile horn as an alternative to the corrugated horn for wide band millimeter-wave applications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, no. 3, pp. 848–854, Mar. 2004. **116, 117**

- [78] J. Teniente, D. G. ni, R. Gonzalo, y C. del Río, “Choked gaussian antenna: extremely low sidelobe compact antenna design,” *IEEE Trans. Antennas and Wireless Propagation Letters.*, vol. 1, pp. 200–202, 2002. **123**, **129**
- [79] S. P. Skobelev y P.-S. Kindal, “Mode-maching modeling of a hard conical quasi-tem horn realized by ebg structure with strips and vias,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 1, pp. 139–143, Ene. 2005. **123**
- [80] Y. Beniguel, A. Berthon, C. V. Klooster, y L. Costes, “Design realization and measuements of a high performace wide-band corrugated horn,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, pp. 746–750, Nov. 2005. **129**
- [81] D. C. y W. V. T. Rusch, “An e-field integral equation solution for the radiation from reflector antennas with struts,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, no. 6, pp. 683–689, Jun. 1989. **133**, **134**
- [82] S. Silver, *Microwaves Antenna Theory and Design*. New York: Mc-Graw-Hill, 1949. **133**
- [83] J. Parkinson y M. Mehler, “Integral equation formulation of cylindrical feed-axisymmetric reflector coupling,” en *IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagat.*, vol. 137, Feb. 1990. **133**
- [84] A. Moldsvor y P. Kildal, “Systematic approach to control feed scattering and multiple reflections in symmetrical primaryfed reflector antennas,” en *IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagat.*, vol. 1, Feb. 1992, pp. 65–71. **133**
- [85] P. Bolli, G. G. Gentili, L. Lucci, R. Nesti, G. Pelosi, y G. Toso, “A hybrid perturbative technique to characterize the coupling between a corrugated horn and a reflector dish,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 2, pp. 595–603, Feb. 2006. **133**